11

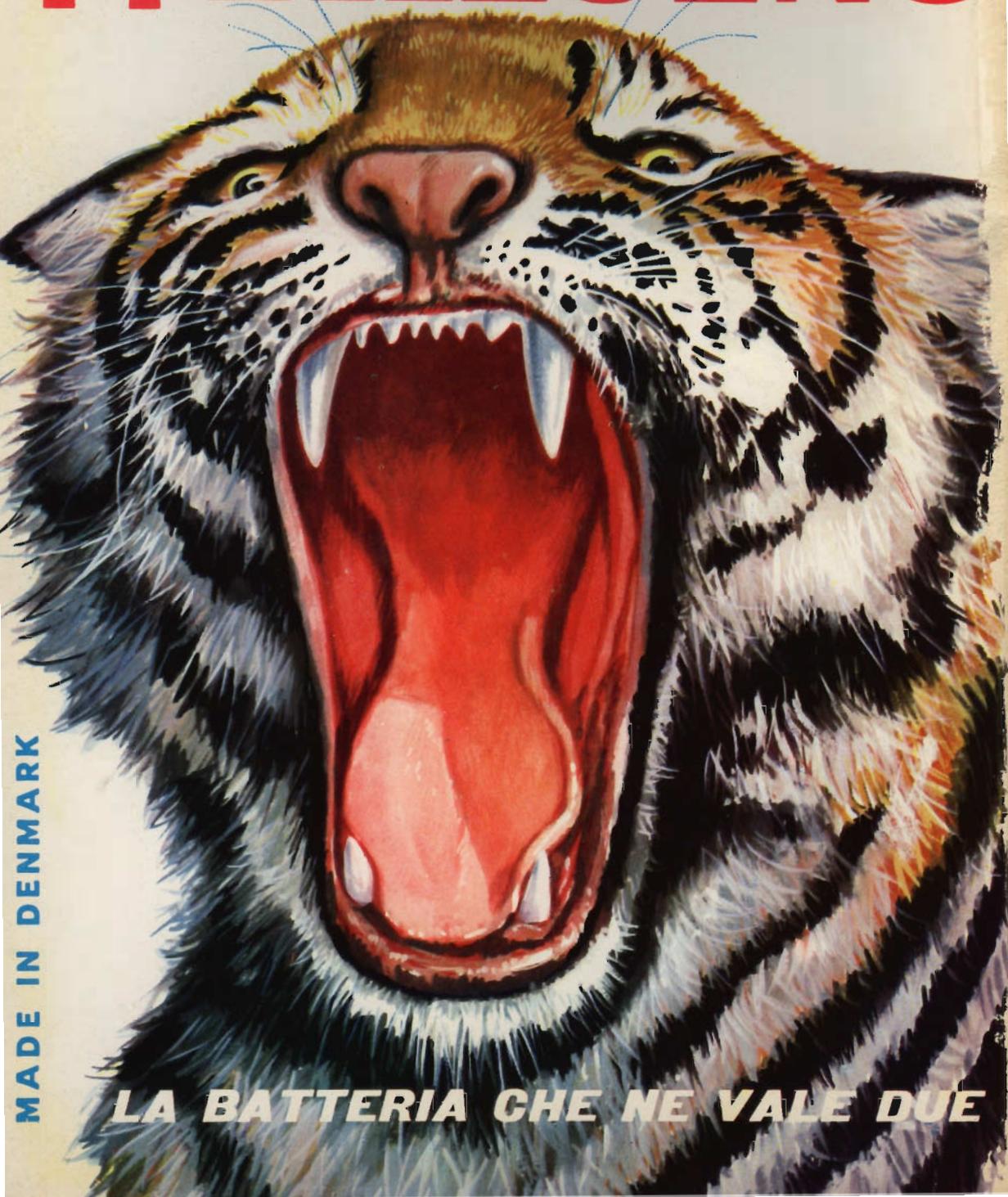
SELEZIONE di tecnica RADIO-TV

ARGENTINA	Pesos 135	FRANCIA	Fr. Fr. 4.70	PARAGUAY	Guar. 120
AUSTRALIA	Sh. 12.10	GERMANIA	D. M. 3.85	PERU'	Sol. 42.85
AUSTRIA	Sc. 24.90	GIAPPONE	Yen. 346.80	PORTOGALLO	Esc. 27.60
BELGIO	Fr. Bg. 48	INGHILTERRA	Sh. 6.10	SPAGNA	Pts. 57.70
BRASILE	Crs. 1.200	ISRAELE	L. I. 3.30	SUD-AFRICA	R. 0.80
CANADA	$ Can. 1.20	JUGOSLAVIA	Din. 725	SVIZZERA	Fr. S. 4.15
CILE	Esc. 1.35	LIBIA	L. Lib. 0/345	TURCHIA	L. T. 8.70
DANIMARCA	Kr. D. 6.65	MALTA	Sh. 6.10	URUGUAY	Pesos 10.45
EGITTO	Leg. 0/420	NORVEGIA	Kr.N. 6.90	U.S.A.	$ 1.60
ETIOPIA	$ Et. 2.35	OLANDA	Fol. 3.50	VENEZUELA	Bs. 6.60

N. 11 - Novembre 1965

Spedizione in Abbonamento Postale - Gruppo III

LIRE 350

BY APPOINTMENT TO THE ROYAL DANISH COURT
HELLESENS
MADE IN DENMARK
LA BATTERIA CHE NE VALE DUE

Sped. in abb. Post. Gr. III

N. 11 - Settembre 1965

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Tel. n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza del Liberty n. 4 - Milano - Autoriz. alla Pubbl. Tribunale di Milano n. 4261 dell' 1 - 3 - 1957. Stampa: Grafiche CARIM - Corso Sempione, 85 - Milano. Concession. esclusivo per la diffus. in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE - Via P. Lomazzo, 52 - Milano - Telefono 33.20.41 - Prezzo della Rivista L. 350, numero arretrato L. 700 - Abbonamento annuo L. 3.500, per l'Estero L. 7.000. I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

MARCONI e POPOV

Abbiamo riletto con piacere il redazionale che l'Antenna del mese di giugno, con l'autorevole penna dell'ing. Banfi dedicò, come risposta ad un articolo apparso su « Toute l'Electronique » (N. 295) all'inventore russo Popov. In questo articolo l'entusiasmo di E. Aisberg, in occasione dei 70 anni della invenzione della radio fu tale da liquidare con poche righe l'opera di G. Marconi universalmente ritenuto (ad eccezione della Russia) il vero inventore della radio. Ci è capitato fra le mani questo articoletto che apparve nel lontano maggio 1960 su « Announcer » e lo pubblichiamo perchè ci è sembrata la risposta di un « neutrale » (olandese) all'entusiastica presa di posizione del francese Aisberg per il russo Popov.

La natura dell'invenzione di Marconi veniva così illustrata nella dichiarazione di brevetto depositata a Londra il 26 aprile 1900.

« L'oggetto di questa invenzione non è solo quello di migliorare le apparecchiature ricetrasmittenti sin qui da noi brevettate, ma di poter selezionare un dato segnale trasmesso tra un gruppo di altri segnali trasmessi contemporaneamente ».

Con queste parole iniziava il testo del settimo brevetto sulla telefonia senza fili che Guglielmo Marconi, a 26 anni, otteneva in Inghilterra.

Marconi aveva 20 anni (1894) quando lesse di alcuni esperimenti condotti dal fisico tedesco Enrico Hertz nel campo delle oscillazioni elettromagnetiche. In esse egli vide subito la possibilità di poter comunicare senza fili e a grande distanze. Contemporaneamente altri scienziati studiavano questo problema: Maxwell aveva già formulato la sua famosa teoria; il francese Branly (1892) aveva inventato il « coherer », un tipo di rivelatore di onde elettromagnetiche molto più sensibili dei risuonatori usati da Hertz; l'italiano Righi migliorò l'oscillatore di Hertz.

Il giovane Marconi con un lampo di genio seppe riunire questi fenomeni studiati e inventati da altri combinandoli in modo da realizzare una rudimentale stazione trasmittente e ricevente che egli collaudò nella villa di suo padre a Pontecchio presso Bologna.

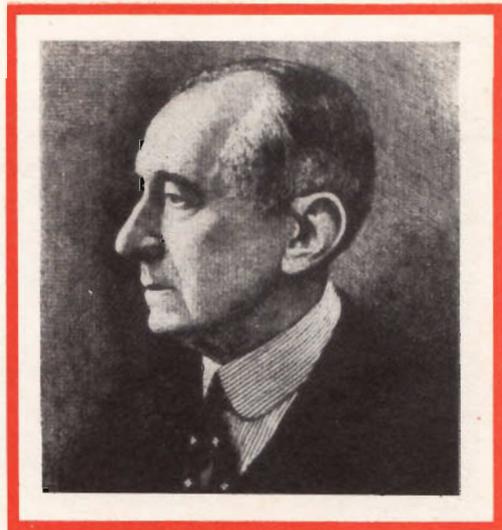



Fig. 1 - Guglielmo Marconi (1874-1937).

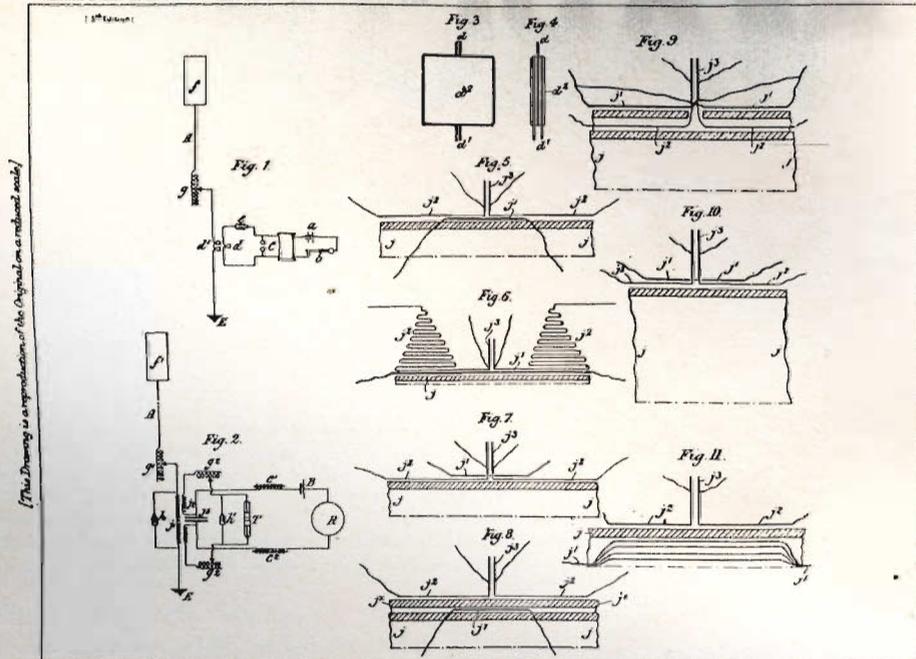
A.D. 1900. April 26. N° 7777.
MARCONI & others' Complete Specification.

[This Drawing is a reproduction of the Original on a reduced scale]

Fig. 2 - Riproduzione degli schemi riguardanti il brevetto contrassegnato con il N. 7777 dove graficamente è riportata la spiegazione molto semplice mediante la quale Marconi era riuscito a sintonizzare la stazione ricevente con quella emittente. Il brevetto ha per titolo « Improvements in Apparatus for Wireless Telegraphy' by Marconi and others ».

In mezzo a quelle colline nacque il sistema di telecomunicazioni senza fili

Il primo brevetto « sulla radio » fu presentato da Marconi il 2 giugno 1896 a Londra dove egli fissò la sua residenza. In tale brevetto si descrivevano una stazione trasmittente e ricevente le quali popotevano essere « sintonizzate » (ecco la novità); ciò era ottenuto facendo in modo che le armature del condensatore dell'antenna di entrambi le apparecchiature fossero delle stesse dimensioni e avessero tra loro la stessa distanza. Fino ad allora la

A.D. 1900

Date of Application, 26th Apr., 1900
Complete Specification Left, 25th Feb., 1901—Accepted, 13th Apr., 1901

PROVISIONAL SPECIFICATION.

Improvements in Apparatus for Wireless Telegraphy.

We, Guglielmo Marconi, Electrician, and Marconi's Wireless Telegraph Company, Limited, both of 28, Mark Lane, in the City of London, do hereby declare the nature of this invention to be as follows:

Fig. 3 - Riproduzione di uno dei tanti brevetti depositati da G. Marconi a Londra.

Fig. 4 - Una curiosa vignetta che allude ai primi esperimenti fatti da Marconi nella villa di suo padre a Pontecchio (Bologna).

sintonizzazione avveniva cambiando le dimensioni dell'antenna (induttanza) e non la capacità del condensatore.

È interessante notare come in una delle prime dimostrazioni che Marconi fece in Inghilterra, nel luglio 1896, esso **impiegasse esclusivamente onde molto corte e facesse largo uso di riflettori come elementi irradianti e riceventi.** In queste dimostrazioni, il trasmettitore e il ricevitore distavano di appena 100 metri.

Via via che egli migliorava le sue apparecchiature le distanze aumentavano; in quello stesso anno riuscì a comunicare a tre chilometri di distanza.

Il brevetto depositato nel 1900 descriveva apparecchi capaci di comunicare tra loro a più di 300 km. Finchè, il 12 dicembre 1901, egli riuscì a comunicare attraverso l'Atlantico; questa è una data storica che nessuno può contestare a Marconi.

Marconi continuò a migliorare la sua invenzione fino al 1937, anno in cui morì.

(Da « Announcer » Amsterdam) G.B.C.A. Roes

La società Marconi ha recentemente annunciato l'ampliamento dei suoi interessi in altri due campi; verrà aperta fra poco una nuova fabbrica per la costruzione di apparecchiature televisive, e si costituirà una divisione microelettronica. Quest'ultima mossa è stata fatta per sfruttare le nuove tecniche derivate dalle ricerche effettuate dalla compagnia principale, nel campo della microelettronica. La divisione si assume tutte le responsabilità per lo sviluppo, la fabbricazione e la vendita dei dispositivi microelettronici, e sarà anche responsabile della formazione di un completo servizio di progettazione ed assistenza, avente lo scopo di aumentare i campi di applicazione di queste nuove tecnologie. Il Direttore della nuova divisione è il Signor I. G. Cressel, già capo del Reparto Fisica dei Semiconduttori del laboratorio di ricerca di Baddow.

La nuova fabbrica, del costo di 750.000 sterline, appartenente al reparto progetti e costruzione per le apparecchiature televisive di trasmissione e in circuito chiuso della società, è situata in Waterhouse Lane, Chelmsford. Le attrezzature dei laboratori includono una stanza centrale, che provvede a smistare i segnali di sincronizzazione di tutti gli standard correnti usati nella televisione, i segnali radio VHF ed altri segnali standard di riferimento, a tutte le altre parti dell'edificio per ridurre la quantità di apparecchiature di prova che altrimenti si sarebbero dovute duplicare per ciascun laboratorio.

TELECAMERA A [transistor]

Parte I

Si descrive il progetto di una telecamera transistorizzata per impieghi in circuito chiuso, equipaggiata con un tubo da ripresa vidicon da 1". Nonostante nel progetto si siano tenute sempre d'occhio considerazioni di carattere economico, la telecamera può funzionare ottimamente con la stessa apertura di obbiettivo, con un rapporto di illuminazione di 1/300°. Il segnale di uscita dalla telecamera può essere inviato, attraverso un cavo coassiale con impedenza caratteristica di 75 Ω, sia ad un televisore-monitore che ad un modulatore RF, ed essere successivamente irradiato e ricevuto su uno qualunque dei canali standard italiani. Entrambe queste possibilità possono essere sfruttate contemporaneamente. La telecamera è alimentata dalla rete-luce e assorbe circa 7 W. Il sistema di scansione è a 625 righe 50 quadri al secondo. La frequenza di quadro è sincronizzata con quella della rete. La frequenza di riga non è sincronizzata, per cui l'interallacciamento non risulta costante.

Il successo di questa telecamera è dovuto al prezzo dei vidicon diventato accessibile anche al tecnico di limitate possibilità. La « caratteristica di ritardo » del vidicon (proibitiva nel caso di trasmissioni, tipo RAI) non lo è per gli impieghi a cui sono destinati questi impianti a circuito chiuso, in compenso si ha il vantaggio di avere un prezzo e un ingombro che in un normale image-orthicon assumono cifre non trascurabili. Tutti gli impianti a circuito chiuso attualmente disponibili sul mercato sono equipaggiati con tubi vidicon; fanno eccezione gli impieghi in campo astronomico e in quello della fisica nucleare.

La caratteristica che simili impianti devono avere è **la sicurezza di funzionamento nel tempo,** una volta che la telecamera e il monitore siano stati messi a punto.

Nella telecamera è stato impiegato il vidicon Philips 55850.

Questo progetto presenta le seguenti caratteristiche:

a) possiede un controllo del segnale veramente efficace; tale controllo, per una

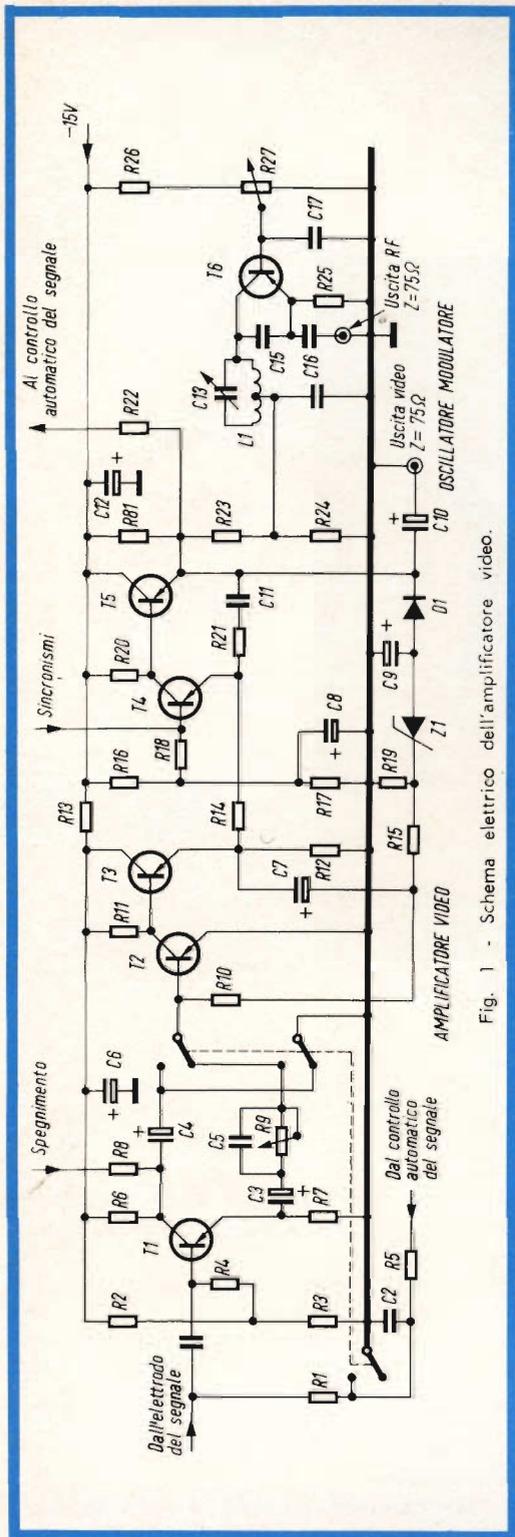



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore video.

COMPONENTI

Resistori

Tutti i resistori sono a carbone 0,25 W e ± 10 %

R_1 = 1 MΩ
R_2 = 15 kΩ
R_3 = 3,9 kΩ
R_4 = 47 kΩ
R_5 = 1 MΩ
R_6 = 4,7 kΩ
R_7 = 4,7 kΩ
R_8 = 10 kΩ
R_9 = 2 kΩ variabile lineare
R_{10} = 3,3 kΩ
R_{11} = 3,9 kΩ
R_{12} = 1 kΩ
R_{13} = 100 Ω
R_{14} = 82 Ω
R_{15} = 10 kΩ
R_{16} = 4,7 kΩ
R_{17} = 3,3 kΩ
R_{18} = 10 Ω
R_{19} = 10 kΩ
R_{20} = 3,3 kΩ
R_{21} = 220 Ω
R_{22} = 1 kΩ
R_{23} = 330 Ω
R_{24} = 180 Ω
R_{25} = 680 Ω
R_{26} = 3,3 kΩ
R_{27} = 1 kΩ variabile lineare
R_{77} = 3,3 kΩ
R_{81} = 2,2 kΩ

Condensatori

C_1 = 47 nF, poliestere 125 V
C_2 = 1 μF, poliestere 125 V
C_3 = 25 μF, elettrolitico 25 V
C_4 = 25 μF, elettrolitico 25 V
C_5 = 390 pF, mica 500 V
C_6 = 250 μF, elettrolitico 16 V
C_7 = 6,4 μF, elettrolitico 25 V
C_8 = 250 μF, elettrolitico 16 V
C_9 = 6,4 μF, elettrolitico 25 V
C_{10} = 250 μF, elettrolitico 16 V
C_{11} = 60 pF, trimmer
C_{12} = 250 μF, elettrolitico 16 V
C_{13} = 60 pF, trimmer
C_{14} = 100 pF, ceramico 500 V
C_{15} = 5,6 pF, ceramico 500 V ± 0,5 pF
C_{16} = 2,2 pF, ceramico 500 V ± 0,25 pF
C_{17} = 1,8 nF, ceramico 500 V — 20/+ 50 %

Funzione dei potenziometri	
R_9 = 2 kΩ (pre-set)	Correzione della frequenza video
R_{27} = 1 kΩ (pre-set)	Controllo della polarizzazione dell'oscillatore
Bobina	
L_1: 7 spire 1,5 mm Cu su diametro di 6 mm, passo dell'avvolgimento 3 mm	
Transistori	
T_1 = AF 125	
T_2 = AF 125	
T_3 = AF 125	
T_4 = AF 125	
T_5 = AF 118	
T_6 = AF 124	
Diodi	
D_1 = OA 70	
Diodi Zener	
Z_1 = OAZ 207	

data apertura dell'obiettivo, è in grado di mantenere un segnale di uscita costante entro un'intensità di illuminazione da 1 a 3000;

b) consente la **riproduzione in positivo** sullo schermo del monitor o del televisore di negativi fotografici;

c) l'impiego dei transistori consente di realizzare un'apparecchiatura leggera, compatta e di ridotte dimensioni;

d) il consumo estremamente basso (7 W) permette di far lavorare i transistori e il tubo da ripresa in condizioni veramente eccellenti. Ciò è stato possibile grazie al basso consumo del filamento del tubo da ripresa (0,6 W);

e) la corrente del fascetto elettronico del vidicon è mantenuta costante durante tutta la durata di vita del tubo grazie ad un controllo automatico il quale, una volta messo a punto, mantiene inalterate le suddette condizioni;

f) la telecamera offre un funzionamento stabile per variazioni di ± 10 % della tensione di rete e di variazioni da — 20° C a + 40° C della temperatura ambiente.

Descrizione generale

La proiezione dell'immagine sullo strato del vidicon sensibile alla luce mediante un sistema di lenti produce dalla parte opposta dello strato una corrispondente « immagine » formata da cariche elettriche. Questa immagine-carica viene riportata punto per punto al potenziale del catodo a mezzo del fascetto di scansione. Le correnti di equalizzazione che si producono in questo processo e che scorrono nel resistore collegato all'esterno formano il segnale video. Tale segnale video, dopo opportuna amplificazione e correzione di frequenza è disponibile ai morsetti di uscita. Durante questa fase, il segnale video viene munito anche degli impulsi di sincronizzazione.

Il sistema di scansione dello schermo fotosensibile del vidicon è attuato da una speciale unità mediante la quale la combinazione di un campo magnetico costante di focalizzazione e di due altri campi magnetici di deflessione perpendicolari tra loro effettua la deflessione verticale e orizzontale del fascetto. Le correnti di deflessione necessarie vengono fornite da due circuiti separati. Il fascetto elettronico viene focalizzato sullo strato fotosensibile del vidicon sia da un campo magnetico a corrente stabilizzata sia mediante la tensione applicata alle griglie g_3 e g_4 del vidicon regolabili mediante un potenziometro.

Si impedisce all'impulso di ritorno del dente di sega della corrente di deflessione di colpire l'immagine-carica, mediante opportuna estinzione dell'impulso stesso. La informazione presente nel segnale video corrisponde in questo modo al nero assoluto. Se le condizioni di illuminazione variano, la tensione del segnale di uscita, e quindi la sensibilità del vidicon, vengono automaticamente riportate ad un valore tale per cui la tensione del segnale video all'uscita dell'amplificatore si mantiene costante. Allo scopo si provvede integrando il segnale video all'uscita dell'amplificatore. La costante di tempo è scelta in modo che il livello di tensione che si produce viene a trovarsi tra il valore picco-picco

Foto 1 - Realizzazione pratica della telecamera a transistori

L'unità 3 (controllo automatico del segnale + controllo automatico della corrente del raggio + stabilizzazione della corrente di focalizzazione + alimentatore stabilizzato — 15 V, 100 mA + tensioni per l'alimentazione del vidicon) è montata verticalmente sul fianco sinistro della telecamera.

UN OMAGGIO PER GLI ABBONATI

PER VOI

IL NUOVO PRONTUARIO VALVOLE - SEMICONDUTTORI

TUTTI COLORO CHE SI ABBONERANNO ENTRO IL 15 DICEMBRE 1965 LO RICEVERANNO IN OMAGGIO

ABBONATEVI SUBITO

e il valore medio, e ciò per impedire la risposta a brevi guizzi di luce presenti nella scena ripresa. La tensione viene in questo caso confrontata con una tensione di riferimento e la differenza viene riportata mediante mezzi opportuni all'elettrodo del segnale.

Gli effetti delle variazioni della tensione di rete sull'emissione degli elettroni del catodo, vengono compensati mediante introduzione di un controllo automatico della corrente del fascetto; ciò è possibile in quanto il valore massimo della corrente del segnale del vidicon è già mantenuta praticamente costante.

Le tensioni di alimentazione del vidicon si ricavano da avvolgimenti presenti sul trasformatore di rete. Un secondo avvolgimento provvede alla tensione di alimentazione di 100 V per la stabilizzazione della corrente di focalizzazione. I rimanenti circuiti della telecamera ricevono le loro tensioni da una unità di alimentazione stabilizzata che fornisce — 15 V, derivati da un terzo avvolgimento presente sempre sul trasformatore di rete. Un quarto avvolgimento infine provvede per la tensione per l'accensione del filamento del vidicon (6,3 V).

Descrizione delle varie parti della telecamera

La telecamera si compone di quattro unità e cioè:

a) **Unità N. 1** (fig. 1) comprendente l'amplificatore video e l'oscillatore modulato.

b) **Unità N. 2** (fig. 2) comprendente la deflessione di riga e di quadro, il mescolatore dell'impulso di spegnimento e degli impulsi di sincronismo.

c) **Unità N. 3** (fig. 3) comprendente il controllo automatico del segnale e della corrente del fascetto, la stabilizzazione della corrente di focalizzazione, la tensione di alimentazione di — 15 V, 100 mA, le tensioni di alimentazione per il vidicon.

d) **Unità N. 4** (fig. 4) comprendente la sezione alimentazione, i collegamenti del supporto del vidicon, i dati delle bobine.

Le fotografie 2 e 3 indicano la disposizione meccanica dei componenti. L'unità 1 è sistemata sul fondo della telecamera. L'unità 2 è disposta verticalmente lungo il lato destro della telecamera vista dal di dietro. L'unità 3 è disposta come la precedente ma sul lato sinistro. L'unità 4 è disposta in una cassettina sotto la telecamera.

Il pannello anteriore contenente la parte ottica e le unità 2 e 3 è ribaltabile per consentire un miglior accesso ai relativi componenti.

Unità 1 - L'AMPLIFICATORE VIDEO

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico dell'amplificatore video completo e della sezione RF all'uscita della quale il segnale video « impresso » su una portante RF con frequenza scelta a piacere, può essere applicato ai morsetti di antenna di un televisore. Compito dell'amplificatore video è quello di amplificare la corrente del segnale (0,4 μA per il massimo bianco) proveniente dal vidicon in modo che all'uscita dell'amplificatore si abbia un segnale video con ampiezza di 1 V che può essere applicato con polarità positiva per il bianco ai monitori mediante un cavo coassiale con impedenza caratteristica di 75 Ω. Questo segnale, sommato agli impulsi di sincronismo negativi, forma agli estremi dei 75 Ω un segnale standard con livello di 1,4 $V_{p.p.}$ La impedenza d'ingresso del segnale video per le basse frequenze è formata da un circuito in parallelo formato dal resistore d'ingresso R_4 di 47 kΩ e dalla componente resistiva dell'impedenza d'ingresso effettiva del transistore T_1; essa ammonta a circa 25 kΩ.

La corrente del segnale a cui abbiamo accennato prima, con valore di 0,4 μA può considerarsi un buon compromesso rispetto al rapporto segnale-disturbo ottenibile con i transistori; essa produce in

Fig. 2 - Schema elettrico della base dei tempi di riga e di quadro.

COMPONENTI

Resistori

R_{49} =	470 Ω	
R_{50} =	120 Ω	
R_{51} =	12 kΩ	
R_{52} =	470 Ω	
R_{53} =	100 Ω	
R_{54} =	470 Ω	
R_{55} =	3,3 kΩ	
R_{56} =	5 kΩ	variabile lineare
R_{57} =	15 Ω	
R_{58} =	1 kΩ	
R_{59} =	3,9 kΩ	
R_{60} =	560 Ω	
R_{61} =	100 Ω	
R_{62} =	1,5 kΩ	
R_{63} =	5 kΩ	variabile lineare
R_{64} =	3,3 kΩ	
R_{65} =	1,5 MΩ	
R_{66} =	75 Ω	
R_{67} =	33 Ω	
R_{68} =	1,5 kΩ	
R_{69} =	500 Ω	variabile lineare
R_{70} =	180 Ω	
R_{71} =	10 Ω	
R_{72} =	1 kΩ	variabile lineare
R_{73} =	1 kΩ	
R_{74} =	100 kΩ	
R_{75} =	100 kΩ	
R_{76} =	150 Ω	

Funzione dei potenziometri

R_{56} =	5 kΩ	Regolazione ampiezza di quadro
R_{63} =	5 kΩ	Controllo centratura del quadro
R_{69} =	500 Ω	(pre-set) controllo frequenze di riga
R_{72} =	1 kΩ	Regolazione ampiezza di riga

Condensatori

C_{32} =	1 μF,	elettrolitico	40 V	— 10/+ 100 %
C_{33} =	1 μF,	elettrolitico	40 V	— 10/+ 100 %
C_{34} =	250 μF,	elettrolitico	16 V	
C_{35} =	6,4 μF,	elettrolitico	25 V	
C_{36} =	6,4 μF,	elettrolitico	25 V	
C_{37} =	80 μF,	elettrolitico	25 V	
C_{38} =	47 nF,	poliestere	125 V	
C_{39} =	250 μF,	elettrolitico	16 V	
C_{40} =	160 μF,	elettrolitico	25 V	
C_{41} =	80 μF,	elettrolitico	25 V	
C_{42} =	3,9 nF,	ceramico	500 V	
C_{43} =	1,2 nF,	ceramico	500 V	
C_{44} =	47 nF,	poliestere	125 V	

Trasformatori

Tr_3: Nucleo a olla K 3 000 48
Supporto P 4 055 70
filo Cu Ø 0,26 mm
S_1 = 84 spire
S_2 = 25 spire
S_3 = 36 spire

Tr_2: spessore lamierini = M 2,5/6,4 mm
S_1 = S_2 = 1900 spire

Bobine

L_2 = 15 mH/70 Ω
L_3 = 220 spire; 0,16 mm Ø
filo Cu su nucleo di Fxc 56680 54/3 B

Transistori

T_{14} = AC 128
T_{15} = AC 128
T_{16} = ASY 74
T_{17} = AC 128
T_{18} = AF 126
T_{19} = AF 126
T_{20} = AF 126
T_{21} = ASY 77
T_{22} = AF 126

Diodi

D_4 = OA 5
D_5 = OA 202
D_6 = OA 202

effetti una tensione d'ingresso con valore di circa 10 mV. Alle basse frequenze il fattore di amplificazione deve essere quindi 100. La tensione d'ingresso subirà una brusca diminuzione alle frequenze elevate a causa della capacità d'ingresso la quale insieme alle capacità parassite ammonta a circa 18 pF. Per fare in modo che la curva di risposta in frequenza si mantenga piatta si dovrà quindi inserire nell'amplificatore qualche circuito di compensazione. Per esempio, si dovrà fare in modo che i segnali con frequenza, di 5 MHz debbano essere amplificati 1400 volte anzichè 100. Quando l'amplificatore video viene predisposto per un'uscita di segnale video di segno positivo (commutatore in posizione bassa), il primo transistore T_1 viene collegato come « emitter follower » e offre quindi una impedenza di uscita molto bassa; il segnale d'ingresso apparirà quindi non amplificato all'emettitore di T_1. Attraverso un circuito correttore di frequenza, la corrente del segnale con caratteristica lineare scorre attraverso l'impedenza d'ingresso del secondo stadio a condizione che l'impedenza di questo stadio abbia un valore molto basso. Il circuito correttore di frequenza è formato da R_9 e C_5 in parallelo; il prodotto R x C di questa combinazione si rende di valore uguale a quello della resistenza e capacità d'ingresso mediante il resistore variabile R_9. Il collettore del transistore T_2, con l'emettitore a massa, è collegato direttamente alla base di T_3, inserito in un circuito « emitter follower ».

Dall'emettitore di T_3, il segnale viene riportato attraverso C_7 e R_{10} all'ingresso di T_2. In questo modo il valore dinamico di R_{10} (3,3 kΩ) viene ridotto a circa 33 Ω, e la condizione a cui abbiamo accennato prima risulta soddisfatta.

Il segnale video corretto in frequenza si ricava pertanto dall'emettitore del transistore T_3, che si comporta come una sorgente di tensione con impedenza interna bassa.

Quando l'amplificatore video viene predisposto per fornire un segnale video negativo (commutatore in alto), il circuito correttore di frequenza viene ad essere in parallelo all'emettitore del transistore T_1. La reazione funzione della frequenza, che viene così a prodursi passa il segnale video corretto direttamente dal collettore di T_1 che funziona ora come un generatore di corrente con impedenza interna elevata rispetto alla bassa impedenza d'ingresso del secondo stadio.

In questo caso, però, l'optimum di correzione della frequenza si avrà in corrispondenza ad un valore di R_9 leggermente inferiore per cui si renderà necessario un leggero ritocco.

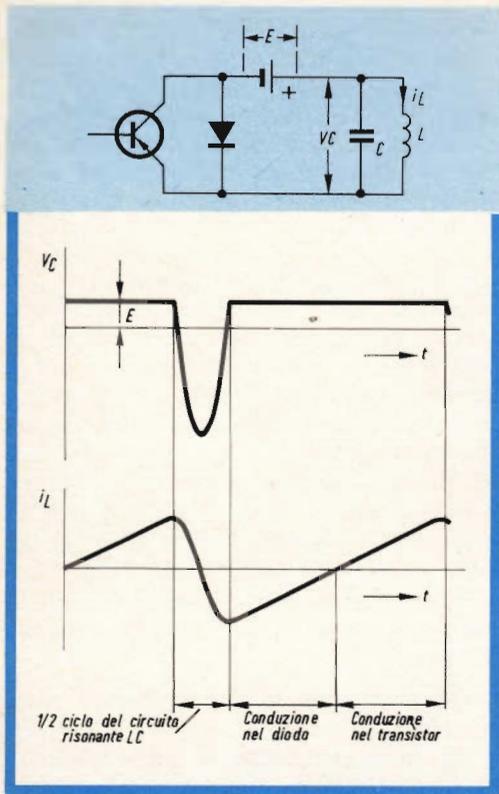



Fig. 2 a - Schema semplificato del funzionamento dello stadio finale di riga.

Quando viene invertita la polarità del segnale video, il livello del nero prodotto dal vidicon durante il blanking, si tramuta in massimo livello del bianco.

Gli impulsi positivi di blanking ricavati dall'unità di deflessione vengono aggiunti al segnale video attraverso un'impedenza elevata e ristabiliscono il giusto livello del nero. Dall'emettitore di T_3 il segnale video passa attraverso il resistore R_{14} all'emettitore del transistore T_4 che per il segnale video lavora in un circuito con base a massa. Agli estremi del resistore R_{20} di 3,3 kΩ, incluso nel circuito del collettore, si produce un segnale che risulta amplificato di 40 volte rispetto al segnale agli estremi di R_{12}. Questo stadio insieme all'amplificazione di 2,5 volte ottenuta in precedenza, fornisce l'amplificazione richiesta di 100 volte. Il transistore T_5, montato in un circuito « emitter follower » passa infine il segnale dal collettore di T_4 (a bassa impedenza) ai morsetti di uscita.

Il segnale video viene trasferito ai monitori mediante cavo coassiale e il condensatore di accoppiamento C_{10}. Questo cavo è chiuso sulla sua impedenza caratteristica di 75 Ω. Sulla base di T_4 ha luogo la mescolazione additiva degli impulsi di sincronismo positivi provenienti dall'unità di deflessione; in questo modo, dopo essere invertiti nel transistore T_4, questi impulsi riappaiono all'uscita con la polarità negativa richiesta. Mediante il trimmer C_{11} in serie al resistore R_{21} si riesce ad esaltare le frequenze elevate all'estremo superiore della banda, e ciò grazie ad un'efficace reazione positiva sull'emettitore di T_4: ciò serve per compensare l'inevitabile attenuazione delle medesime frequenze dovuta sia al resistore di collettore R_{20} di valore abbastanza elevato che alla capacità d'ingresso del transistore finale T_5.

La larghezza di banda di tutto il canale video risulta così a — 3 dB larga 7 MHz.

Ristabilizzazione del livello del nero

Gli impulsi di sincronismo sull'emettitore di T_5 devono « partire » dallo stesso livello di tensione; solo se si verifica questa condizione l'oscillatore RF T_6 può essere modulato sempre correttamente al variare del contenuto della scena trasmessa. In questo modo l'ampiezza RF rimane, durante gli impulsi di sincronismo, al suo massimo valore e impedisce che il transistore di uscita T_5 venga sovraccaricato.

Molto spesso però per ottenere ciò si impiega un circuito « clamping »; in questo caso « impulsi di commutazione » che agiscono su alcuni diodi posti sull'ultimo condensatore di accoppiamento durante l'intervallo del blanking « tagliano via » l'informazione video presente in quell'istante (e cioè il nero), ad un livello fisso di tensione.

Ciò deve essere fatto prima che vengano inseriti gli impulsi di sincronismo. Questo sistema però richiede molti componenti e non soddisfa quindi l'esigenza pre-

fissataci, e cioè, l'impiego di un minimo numero di componenti.

Un secondo sistema fa uso di un diodo di livello posto dopo l'ultimo condensatore di accoppiamento. Ad ogni modo, a causa del carico d'ingresso del transistore che segue, il livello non può essere mantenuto sempre costante.

L'amplificatore video, ad eccezione del primo stadio, ha tutti gli accoppiamenti interstadiali in corrente continua. Il condensatore C_9 viene caricato dal diodo D_1 al livello di tensione che assumono gli impulsi di sincronismo sull'emettitore di T_5. La tensione di riferimento fornita dal diodo Zener Z_1 viene sottratta da questo livello e la differenza di tensione risultante viene passata all'ingresso del secondo stadio. A causa dell'elevata amplificazione in c.c. all'interno di questo « anello » di reazione, la sommità degli impulsi di sincronismo verrà mantenuta costante, indipendentemente dal contenuto della scena, e avrà il livello di tensione uguale alla tensione di riferimento fornita dal diodo Zener.

Oltre a ciò, la stabilità dei transistori T_2 e T_5 è completamente assicurata dal valore elevato della reazione in tensione continua. Il segnale video è accoppiato in c.c. dall'emettitore di T_5 all'unità di controllo automatico del segnale, mediante il transistore T_{22} (fig. 3). La tensione di controllo derivata da questo viene passata dopo essere stata « spianata » nel filtro R_5, C_2 (fig. 1), all'elettrodo del segnale del vidicon attraverso il resistore R_1.

L'oscillatore modulato

La bobina L_1 con il trimmer C_{13} e il transistore T_6 formano lo stadio oscillatore R.F. dove il transistore è montato in un circuito con base a massa.

Il trimmer consente l'accordo dal canale 6 al canale 11. Questo oscillatore viene modulato direttamente dal segnale video attraverso la tensione di alimentazione del collettore. Siccome la profondità di modulazione è dell'80 % (valore standard secondo le norme del CCIR), qui si ottiene già con un segnale video di 0,5 V, l'oscillatore può essere collegato al partitore di tensione formato dai resistori R_{23} e R_{24}. Il condensatore C_{14} assicura una bassa impedenza per le correnti R.F. del circuito.

Il transistore T_6 viene « portato » sul punto ottimo di lavoro mediante il resistore variabile R_{27}.

Come già sottolineato in precedenza, l'accoppiamento diretto in corrente con il transistore finale video fa si che l'oscillatore venga modulato con un livello fisso dell'impulso di sincronismo per cui nel ricevitore viene sempre mantenuto il livello del nero. Il segnale R.F. modulato presente sull'emettitore di T_6 viene successivamente passato al ricevitore mediante il condensatore di accoppiamento C_{16} di basso valore e il cavo coassiale di 75 Ω. Per l'adattamento all'ingresso del ricevitore, il segnale asimmetrico deve essere trasformato in un segnale simmetrico con impedenza di 300 Ω mediante un trasformatore del tipo « balun ».

Unità 2 - UNITÀ DI DEFLESSIONE

In fig. 2 è riportato lo schema elettrico dei circuiti che producono le correnti di deflessione di riga e di quadro. Questa unità comprende inoltre i circuiti che producono gli impulsi composti di riga e di quadro per lo « spegnimento » del vidicon durante i rispettivi tempi di ritorno, e i circuiti che producono gli impulsi « mescolati » di riga e di quadro, che vengono poi aggiunti al segnale video nell'amplificatore video.

A) Deflessione di quadro

L'oscillatore bloccato è formato dal transistore T_{14} e dal trasformatore Tr_2. La frequenza di ripetizione, determinata dalla costante di tempo di R_{51} con in parallelo C_{32} e C_{33}, viene regolata ad un valore inferiore a 50 Hz in modo che la tensione proveniente dal trasformatore di rete attraverso il resistore R_{49} assicura in ogni circostanza una « rigida » sincronizzazione con la frequenza di rete di 50 Hz. La larghezza dell'impulso di ritorno dell'oscillatore bloccato è determinata dalle caratteristiche del trasformatore, dal valore

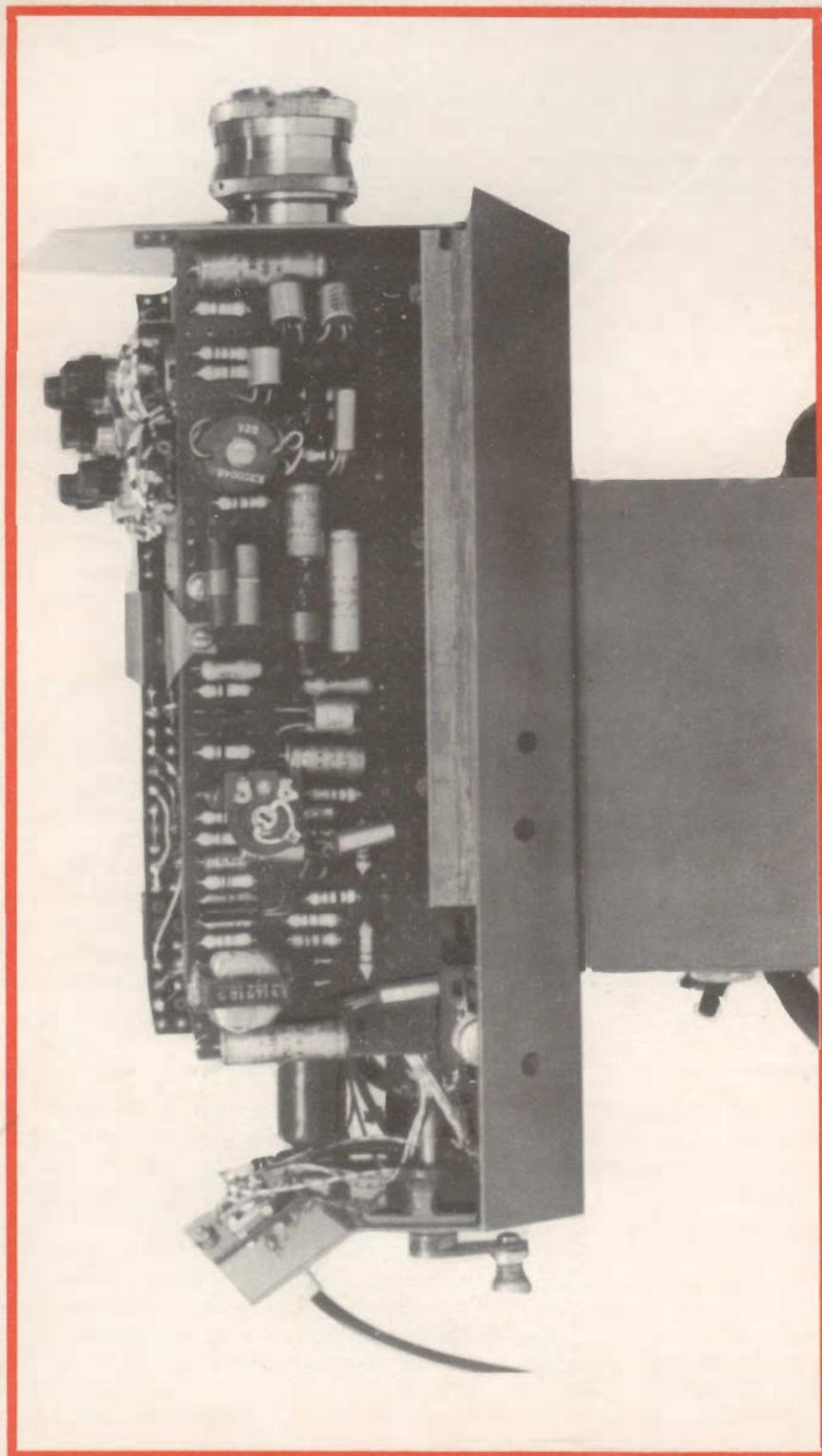



Foto 2 - Realizzazione pratica della telecamera a transistori

L'unità 1 (amplificatore video + oscillatore modulato) è sistemata sul fondo della telecamera.
L'unità 2 (deflessione di quadro + deflessione di riga + mescolatore dello spegnimento + mescolatore dei sincronismi) è montata verticalmente lungo il lato destro della telecamera vista dalla parte posteriore.

del parallelo di C_{32} e C_{33} e dalla resistenza presente nel terminale della base. Scegliendo opportunamente i componenti, la larghezza di questo impulso ha una durata uguale a quello standard fissata dal CCIR per lo spegnimento (e cioè circa 22 righe).

La corrente che durante il tempo che dura quest'impulso carica C_{33}, scorre attraverso il diodo base-emettitore del transistore T_{15}, per cui la carica disponibile sul condensatore C_{35} in quell'istante si trova cortocircuitata a massa. Alla fine di questo impulso di ritorno, che è durato per tutto il tempo dello spegnimento di quadro, T_{15} ritorna nella condizione di bloccaggio.

Il transistore T_{16} assicura per la successiva scansione di quadro una corrente continua di valore costante che carica il condensatore C_{35} da un valore di tensione zero ad un valore negativo producendo quindi agli estremi di C_{35} una tensione a dente di sega. L'ampiezza di questa corrente di carica e quindi quella della tensione a dente di sega che, a sua volta, determina la corrente di scansione sulle bobine di deflessione, viene regolata mediante il resistore variabile. R_{56}. Questa tensione a dente di sega pilota direttamente la base del transistore finale T_{17}. Nonostante che questo transistore sia soggetto ad una forte « dose » di reazione prodotta dai 100 Ω nel circuito di emettitore, la tensione agli estremi di C_{35}, a causa del carico nella base di T_{17} non decresce linearmente.

Ad ogni modo, questa non-linearità viene compensata da una reazione di una parte della tensione presente agli estremi del resistore di emettitore R_{61} portata attraverso il resistore R_{59} sull'emettitore del transistore di carica T_{16}, per cui la corrente di carica durante la reazione viene incrementata di quel tanto che basta per produrre nelle bobine di deflessione una corrente a dente di sega perfettamente lineare. La compensazione ottenuta in questa maniera richiede per il condensatore di accoppiamento C_{37} un valore più basso di quello che in realtà sarebbe necessario per una buona « trasmissione » del dente di sega di tensione sulle bobine di deflessione. Ciò significa un'ulteriore riduzione d'ingombro, dato che la non-linearità della corrente a dente di sega prodotta in questo modo può essere molto facilmente compensata. La linearità viene fissata con R_{59}. Il resistore R_{57} di 15 Ω in serie con il condensatore di carica effettua una piccola correzione di questa non-linearità all'inizio del dente di sega di tensione causata dall'inizio della caratteristica del transistore T_{17}.

A causa delle tolleranze meccaniche del vidicon può succedere che il rettangolo del raster assuma una posizione eccentrica nel senso verticale; ciò viene evitato aggiungendo al dente di sega di corrente mediante R_{62} e il resistore variabile R_{63}, una componente di corrente positiva o negativa con la quale è possibile centrare comodamente il restar sullo schermo del vidicon nel senso verticale. Nelle bobine di deflessione impiegate in questo progetto, la corrente a dente di sega ha il valore di 20 $mA_{p.p.}$ per una scansione verticale di 9,8 mm sul target del vidicon. La reattanza offerta dall'induttanza della bobina di quadro può essere trascurata durante il tempo della scansione dato che la velocità con cui la corrente varia con il tempo (di/dt) è molto ridotta; durante questo periodo assume invece una notevole importanza la componente resistiva della bobina. Viceversa, durante il tempo di ritorno il rapporto di/dt assume un valore molto elevato. La tensione a impulso prodotta in questo caso dall'induttanza viene aggiunta alla tensione a dente di sega dalla quale a sua volta viene ricavato l'impulso di sincronismo di quadro.

B) Deflessione della riga

Il transistore T_{20} con il trasformatore Tr_3 forma un oscillatore bloccato la cui frequenza di ripetizione è determinata da C_{38} disposto in parallelo ai due resistori in serie R_{68} e R_{69}; di questi, R_{69} è variabile e consente di regolare la frequenza di ripetizione dell'oscillatore alla frequenza di riga di 15625 Hz. Non esiste alcuna sincronizzazione con una frequenza standard di riga; ad ogni modo, in caso di necessità, questa può essere realizzata sulla base del transistore T_{20} mediante un condensatore di piccola capacità. Normalmente, l'oscillatore bloccato oscilla libe-

ramente; ciò implica un interlacciamento saltuario del raster. La durata dell'impulso che, come nell'analogo oscillatore di quadro, viene determinata dalle proprietà del trasformatore e dai valori di C_{38} e R_{70}, viene scelta in base ai valori standard CCIR fissati per il tempo di spegnimento dopo la scansione della riga; essa cioè deve essere il 18 % del tempo di scansione di una riga; siccome quest'ultimo com'è noto, è 64 μs, tale durata sarà 12 μs.

Un avvolgimento ausiliario disposto sul trasformatore dell' oscillatore bloccato controlla il transistore-commutatore T_{21}. Mediante R_{67}, un resistore di basso valore in serie al primario del trasformatore, viene prelevato un impulso positivo per le due unità di controllo di fig. 3. La scansione della riga viene effettuata da un dente di sega di corrente del valore di:

$$i = \frac{E}{L} \int dt$$

circolante nella bobina di deflessione quando quest'ultima viene collegata ad un valore di tensione costante.

Nella scansione del quadro, questa regola non valeva in quanto alla frequenza di 50 Hz, l'impedenza della bobina di quadro è in prevalenza resistiva mentre l'induttanza reale della bobina entrava in gioco solo durante il tempo di ritorno di quadro producendo un picco di tensione che veniva aggiunto al dente di sega di tensione verticale.

Nella scansione della riga, con la frequenza di 15625 è l'induttanza della bobina che costituisce la maggior parte della impedenza, mentre la componente resistiva della medesima è responsabile di una certa non-linearità nel dente di sega di corrente in quanto aumentando la corrente, aumenta in maniera continua anche il prodotto i x R e deve quindi essere sottratto dalla tensione continua applicata. La corrente quindi aumenterà non in modo lineare ma con il quadrato di e. Per correggere questa non-linearità, viene collegata in serie alla bobina di deflessione la bobina L_3; quest'ultima è munita di un nucleo di ferroxcube il quale può essere polarizzato, mediante un magnete permanente, in una data direzione in modo che all'inizio della scansione la polarizzazione venga neutralizzata. Durante il rimanente tempo di scansione, il nucleo viene nuovamente portato in saturazione. In questa maniera, l'induttanza della bobina durante il periodo della scansione della riga tende a diminuire. La parte proporzionale della tensione esistente agli estremi della bobina tende allora ad aumentare e compensa la perdita della tensione nella resistenza (i x R) per cui in definitiva di/dt rimane costante. In questo modo la non-linearità viene riportata a meno dell'1 %.

Alla fine della scansione della riga, il transistore T_{21} viene bloccato bruscamente da un impulso e la sorgente della tensione costante costituita dal condensatore C_{41} non risulta più collegata agli estremi della bobina di deflessione. Il circuito accordato, formato da C_{42} con in parallelo la bobina di deflessione e L_3, viene « abbandonato al suo fato », e l'energia immagazzinata ($1/2\ L\ i^2$) in quell'istante nella bobina ricomincia a caricare il condensatore. La tensione varia in questo circuito in modo sinusoidale mentre la corrente nella bobina di deflessione varia con la legge del coseno (fig. 2 a). Dopo un quarto di periodo dell'oscillazione la tensione del circuito raggiunge il suo valore massimo negativo. Il valore effettivo è legato alla equazione dell'energia e cioè:

$$1/2\ C\ V^2_{max} = 1/2\ L\ i^2_{max}$$

(vengono naturalmente non considerate le perdite del circuito). Questa è anche la tensione di picco alla quale è soggetto il transistore T_{21} nella condizione di interdizione. In quell'istante la corrente nella bobina è zero.

Durante il successivo quarto di periodo la carica di energia elettrostatica immagazzinata nel condensatore viene trasformata nuovamente in energia magnetica immagazzinata nella bobina. La tensione cresce ora di nuovo sinusoidalmente su V_C mentre nella bobina la corrente diminuisce da zero fino al massimo valore negativo raggiunto dopo mezzo periodo. La tensione uguaglia allora la tensione costante agli estremi di C_{41} applicata alla bobina durante la scansione della riga.

Un'ulteriore oscillazione sinusoidale viene impedita dal diodo D_4 che in questo istante entra in conduzione.

Da questo istante in avanti, sulla bobina risulta di nuovo applicata la tensione costante la quale farà circolare nella bobina di deflessione una corrente che crescerà linearmente con il tempo fino al raggiungimento del valore zero. Ciò rappresenta la prima parte della scansione della riga e durante questo tempo nel diodo passa corrente. L'impulso di controllo fa si che il transistore T_{21} si prepari a condurre dopo il diodo durante la rimanente metà della scansione della riga facendo circolare nuovamente nella bobina una corrente lineare con il tempo ma questa volta in senso positivo; questo processo continua finchè il transistore viene nuovamente bloccato per iniziare il ciclo di ritorno di riga. Si comprende facilmente come il tempo di ritorno di riga sia determinato dalla durata di un mezzo periodo del circuito accordato di fig. 2 a. Per una data induttanza della bobina, il valore di C_{42} viene scelto in modo che l'impulso di ritorno di riga duri lo stesso tempo che dura l'impulso di spegnimento e cioè 12 μs.

L'ampiezza del dente di sega di corrente che per una normale scansione deve ammontare a 200 $mA_{p.p.}$ viene regolata mediante il resistore R_{72}.

L_2 è una bobina di arresto mentre il condensatore di accoppiamento C_{41} isola la corrente continua della bobina e può essere considerato la sorgente di tensione costante di cui abbiamo parlato più sopra quando abbiamo spiegato il funzionamento della scansione della riga. Il resistore R_{73} agli estremi della bobina di correzione della linearità L_3 provvede allo smorzamento delle eventuali oscillazioni spurie causate dall'induttanza e dalle inevitabili capacità disperse.

C) Il circuito di mescolazione dell'impulso di spegnimento (blanking)

Nell'oscillatore bloccato della deflessione di quadro, il condensatore che determina la frequenza è stato suddiviso in due condensatori C_{32} e C_{33} di uguale capacità. L'impulso di carica di C_{33} controlla il circuito di deflessione. Simultaneamente l'impulso della corrente di carica di C_{32} assicura che il transistore T_{18} del circuito mescolatore del blanking conduca durante tutto il tempo dello spegnimento del raster e che la sua tensione al collettore raggiunga il valore di « bottoming ». In questo modo agli estremi del resistore di collettore R_{64} (3,3 kΩ) si producono impulsi positivi di spegnimento di quadro con un'ampiezza solo di poco inferiore a quella della tensione di alimentazione. Anche il transistore T_{19} collegato a R_{64} è controllato in base dagli impulsi della corrente di carica di C_{38} dell'oscillatore bloccato di riga. In questo modo vengono mescolati gli impulsi di spegnimento di riga con quelli di spegnimento di quadro.

Questi impulsi positivi di spegnimento sono accoppiati in c.c. al catodo del vidicon per cui questo catodo durante la scansione si trova a — 15 V e durante il ritorno a potenziale di massa. Per il vidicon ciò significa che, quando l'elettrodo del segnale si trova a potenziale di massa, esiste già una tensione effettiva di 15 V all'elettrodo del segnale.

Attraverso il resistore R_{65}, viene applicata una piccola frazione degli impulsi di spegnimento anche all'amplificatore video dove questi sono necessari quando si desidera un'uscita video negativa.

Il circuito di mescolazione dei sincronismi

Per assicurare una perfetta sincronizzazione dei monitori o dei ricevitori collegati alla telecamera si dovranno aggiungere al segnale video gli impulsi di sincronismo di riga e di quadro opportunamente mescolati. Questi impulsi non solo devono avere una durata più breve degli impulsi di spegnimento ma devono essere anche ritardati nel tempo allo scopo di poter cadere proprio al centro degli impulsi di spegnimento. Questo è il motivo per cui tali impulsi vengono ricavati dai picchi di tensione che si producono agli estremi delle bobine di deflessione durante il tempo di ritorno. Il diodo D_5 e il condensatore C_{43} come pure il diodo D_6 e il condensatore C_{44} formano dei « rad-

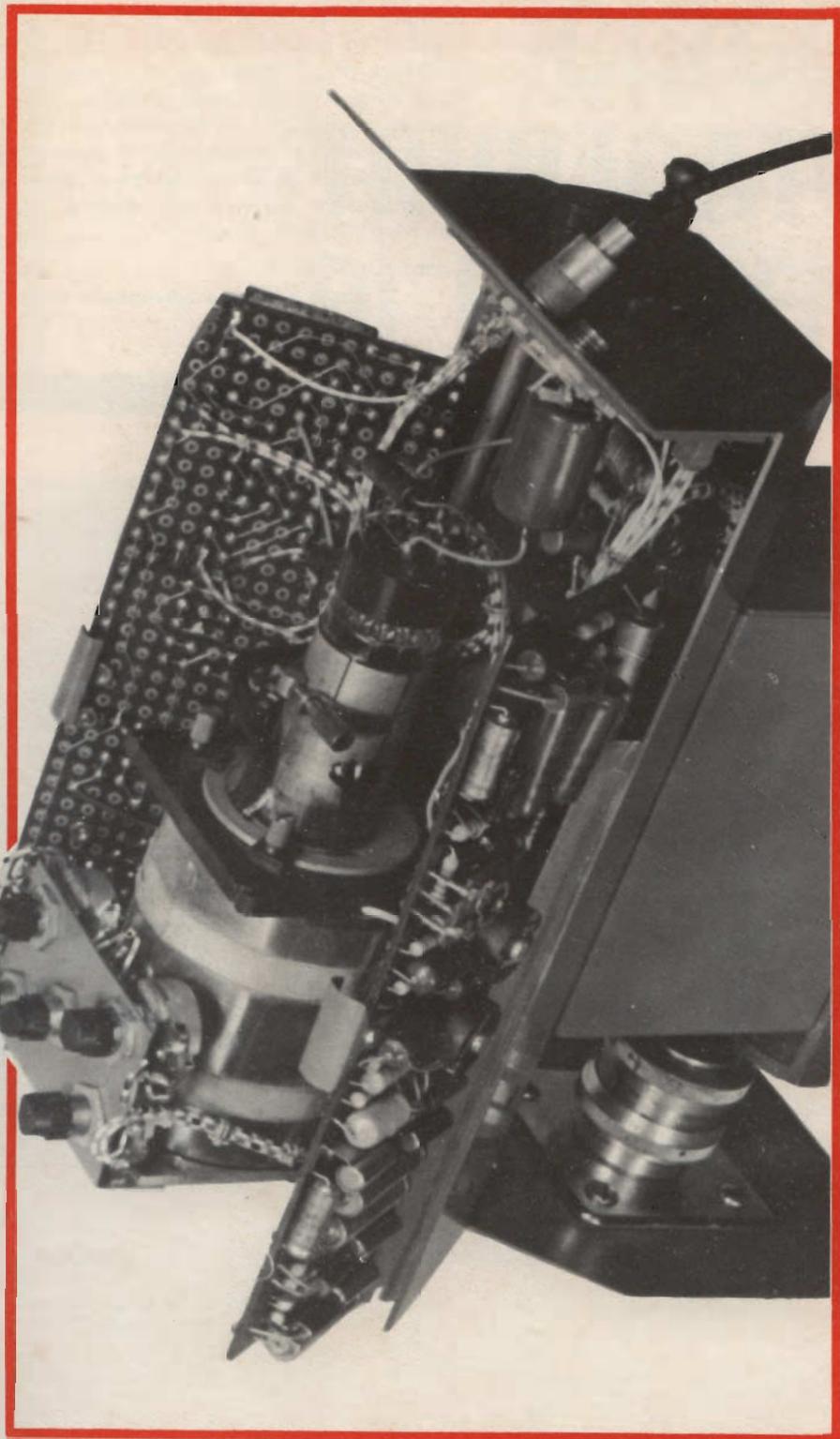



Foto 3 - Realizzazione pratica della telecamera a transistori

L'unità 4 (sezione alimentazione) è sistemata sul fondo della telecamera. Il pannello anteriore con l'obiettivo e i pannelli laterali sono muniti di cerniera e sono ribaltabili.

drizzatori di picco » che caricano rispettivamente i condensatori C_{43} e C_{44} alle tensioni di picco. Durante il tempo tra un impulso e un altro, un po' di carica si perde attraverso i resistori R_{74} e R_{75} ma viene di nuovo rimpiazzata durante l'impulso dal diodo. Questi picchi di corrente di carica che si hanno solo nel momento in cui si producono i picchi massimi di tensione, conducono (attraverso C_{44} e D_6) il transistore T_{22} in « bottoming » durante il tempo di ritorno di riga e di quadro. In questo modo agli estremi del resistore di collettore R_{77} si formano impulsi mescolati di segno positivo; questi impulsi soddisfano le esigenze cui abbiamo accennato in precedenza in quanto sono ritardati e di breve durata e possono quindi essere aggiunti al segnale video nell'amplificatore video.

(continua)

L. C.

(Da « Application Information » N. 425)

In un convegno, tenutosi recentemente a San Francisco, sotto l'egida dell'associazione Medica Americana sono stati resi noti i risultati delle ricerche eseguite con un calcolatore elettronico su 368 casi d'infarto.
L'impiego del calcolatore nella ricerca medica è ormai simile a quello del microscopio. L'uno e l'altro sono strumenti essenziali al ricercatore moderno che ottiene dal primo la possibilità di elaborare una quantità di dati clinici che i metodi tradizionali non consentirebbero mai di tenere in considerazione e dal secondo la possibilità di esaminare entità così piccole che l'occhio nudo non sarebbe mai in grado di percepire.
Le analisi statistiche condotte si riferivano a 368 casi d'infarto e consideravano 69 variabili cliniche per ciascun paziente. Oltre alle analisi statistiche di tipo tradizionale, i ricercatori hanno eseguito una particolare analisi di gruppo. Attraverso successive selezioni è stato possibile isolare dal campione di studio dei gruppi elementari composti di pazienti con caratteristiche cliniche simili fra loro, ma estremamente dissimili da quelle dei pazienti di altri gruppi. Il calcolatore è stato in grado di formare 2.000 gruppi al minuto ordinando in modo diverso i dati a disposizione, allo scopo di ottenere gruppi sempre meglio individuati.
In un primo gruppo definito « della minore possibilità di sopravvivenza » sono stati riuniti 76 pazienti, la cui caratteristica dominante era lo shock clinico, anche se erano riscontrabili altri elementi, come la tachicardia, o insufficienze cardiache che richiedevano la somministrazione di digitale. In questo gruppo si è verificato l'85 per cento di mortalità.
Il secondo gruppo, comprendente il 20 per cento del campione di studio, era caratterizzato da episodi congestivi, terapie diuretiche e a base di digitale, e dilatazione di cuore. Il 60 per cento di questi pazienti non è sopravvissuto.
Nel terzo gruppo, detto « della massima probabilità di sopravvivenza », il calcolatore ha riunito il 40 per cento dei pazienti. Nessuno di essi è deceduto e il gruppo era caratterizzato dall'assenza assoluta di precedenti attacchi cardiaci e di shock clinici.
I risultati delle analisi statistiche hanno indicato chiaramente che lo shock clinico è l'elemento di prognosi più decisivo.

a cura di B. G. Dammers e A. H. Hilbers

CIRCUITI TRIPLICATORI DI FREQUENZA

Concludiamo gli impieghi del nuovo diodo al silicio Varactor BAY 66, descrivendo alcuni interessanti circuiti triplicatori di frequenza da 77,5 a 232,5 MHz e da 155 a 465 MHz, che possono essere impiegati nella banda II (VHF) e in UHF.

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico di un circuito triplicatore per un segnale d'ingresso di 77,5 MHz. Il circuito L_3 C_3 è accordato sulla seconda armonica della frequenza del segnale d'ingresso e cioè 155 MHz. In fig. 2a e 2b sono riportate rispettivamente le fotografie della parte superiore e della parte inferiore del-

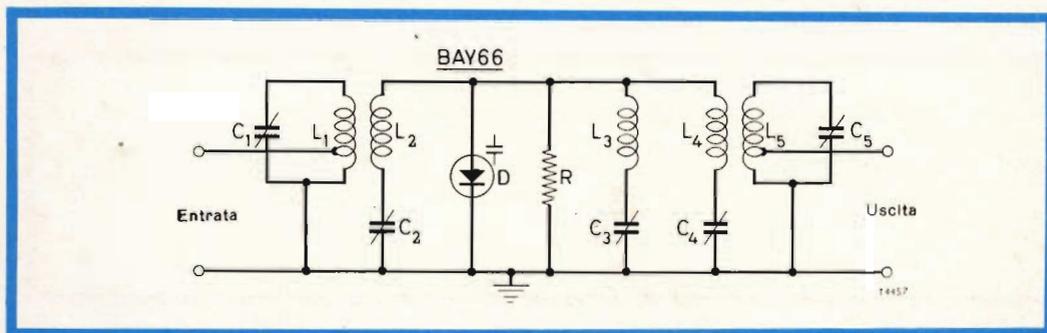



Fig. 1 - Schema elettrico del circuito triplicatore di frequenza (77,5 MHz ÷ 232,5 MHz).

R	= 100 kΩ, ± 10%, 1/8 W
C_1-C_5	= 25 pF, 300 V, trimmer ad aria
L_1	= 4 spire di filo di rame di 1 mm Ø, presa a 7/8 di spira a partire dal lato freddo; Ø della bobina = 11 mm
L_2	= 9 spire di filo di rame da 1 mm Ø; Ø della bobina = 12 mm
L_3	= 4 spire di filo di rame da 1 mm Ø; Ø della bobina = 11 mm
L_4	= 2 spire di filo di rame da 1 mm Ø; Ø della bobina = 10 mm
L_5	= 2 spire di filo di rame da 1 mm Ø; Ø della bobina = 8 mm; presa a 1/2 di spira a partire dal lato freddo.

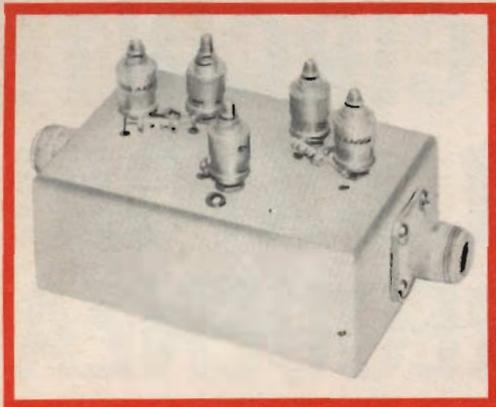



Fig. 2a - Il triplicatore di fig. 1 (visto da sopra).

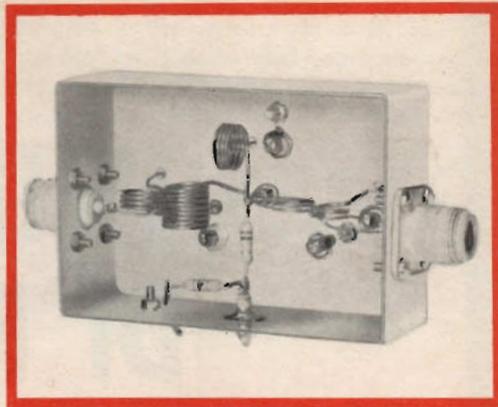



Fig. 2b - Il triplicatore di fig. 1 (visto da sotto).

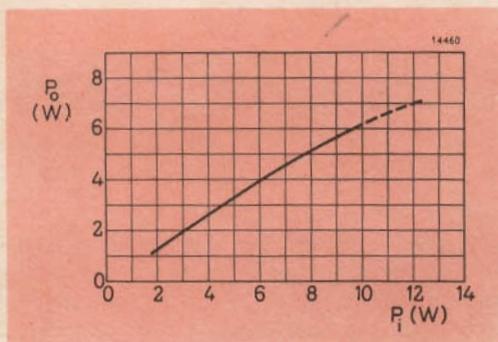



Fig. 3 - Potenza di uscita P_o del triplicatore di fig. 1 in funzione della potenza d'ingresso.

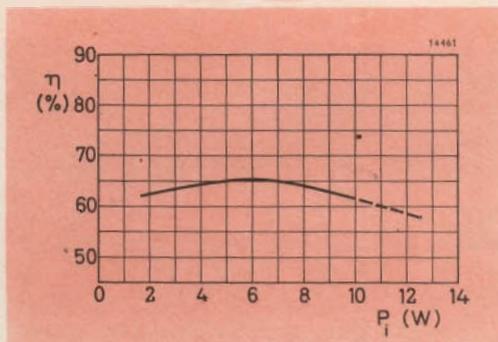



Fig. 4 - Rendimento η del triplicatore di fig. 1 in funzione della frequenza.

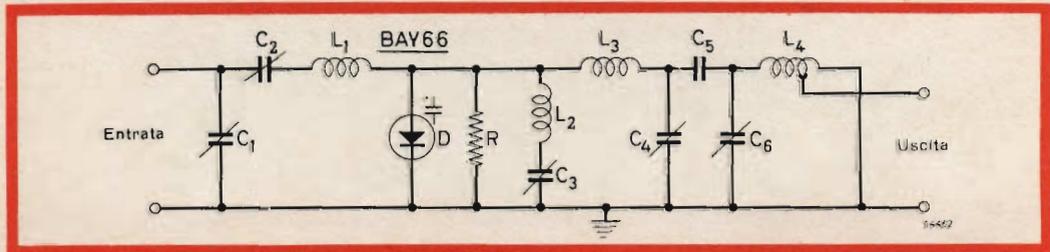



Fig. 5 - Schema elettrico del triplicatore di frequenza (155 MHz ÷ 465 MHz).

R	=	100 kΩ, ± 10%, 1/8 W
C_1	=	25 pF, 300 V, trimmer ad aria
C_2	=	6 pF, 400 V trimmer ceramico
C_3 C_4	=	3 pF, 400 V trimmer ceramici
C_5	=	2 x 0,8 pF, ± 0,25 pF, 500 V, ceramici (collegati in serie)
C_6	=	6 pF, 400 V, trimmer ceramico
L_1	=	6 spire di filo di rame argentato di 1 mm Ø; Ø della bobina = 11 mm (0,33 μH)
L_2	=	4 spire di filo di rame argentato di 1,5 mm Ø; Ø della bobina = 9 mm (0,13 μH)
L_3	=	2 spire di filo di rame argentato di 2 mm Ø; Ø della bobina = 7 mm (0,05 μH)
L_4	=	striscia di ottone argentato lunga 60 mm (4 x 1,5 mm), disposta 8 mm al di sopra dello chassis, presa a 14,5 mm del lato freddo (induttanza = 0,03 μH, impedenza caratteristica ≅ 130 Ω).

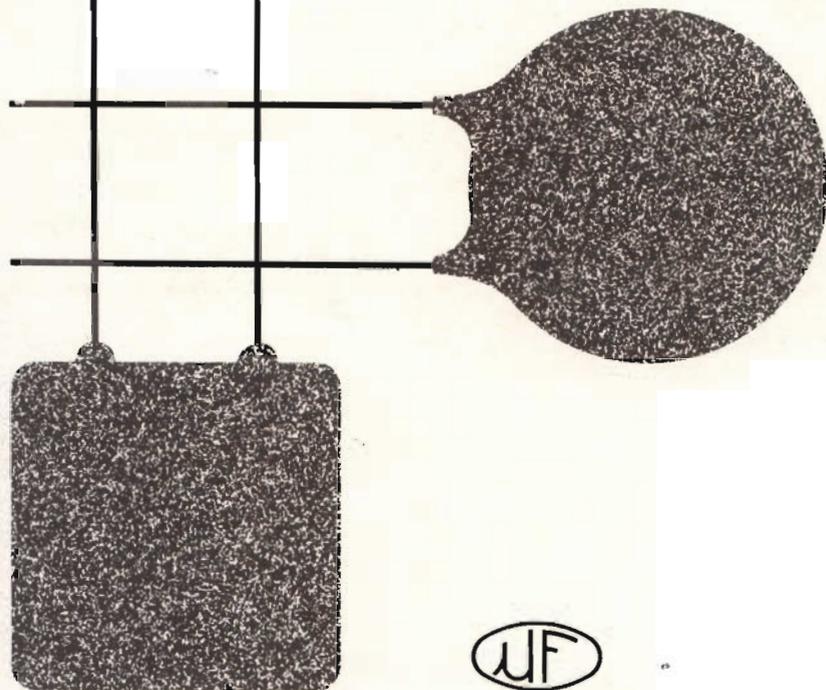
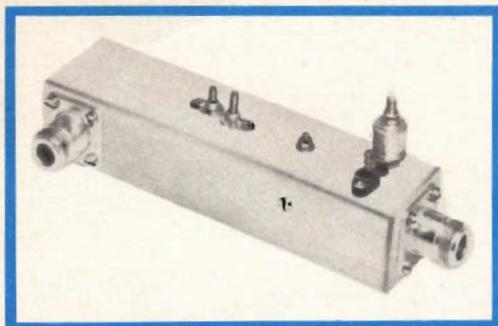



Fig. 6a - Il triplicatore di fig. 5 visto dal di sopra.

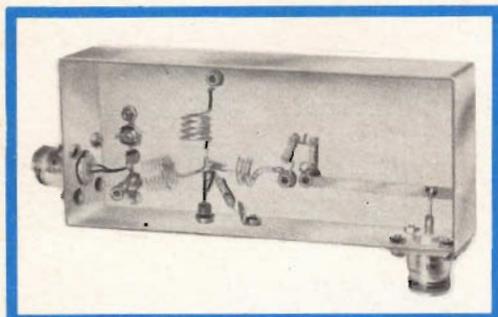



Fig. 6b - Il triplicatore di fig. 5 visto dal di sotto.

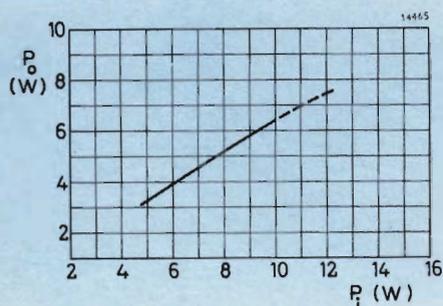



Fig. 7 - Potenza di uscita P_o del triplicatore di frequenza di fig. 5 in funzione della potenza d'ingresso

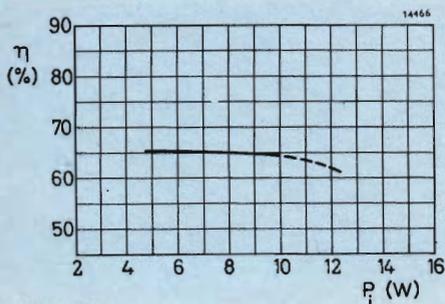



Fig. 8 - Rendimento η del triplicatore di frequenza di fig. 5 in funzione della potenza d'ingresso.

la realizzazione pratica del circuito. In fig. 3 è riportato l'andamento della potenza media di uscita in funzione della potenza applicata all'ingresso, mentre in fig. 4 è riportato l'andamento del rendimento in funzione della potenza d'ingresso.

Le perdite complessive del circuito sono del 22,5%, mentre le perdite nel diodo ammontano, con una potenza d'ingresso di 10 W, a circa il 16%. La potenza dissipata nel diodo è stata quindi valutata in 1,6 W; questo valore, è molto inferiore a quello massimo ammissibile. Nei grafici delle figg. 3 e 4, la parte tratteggiata vale per potenza d'ingresso compresa tra 10 e 12 W misurata alla temperatura ambiente di 25° C.

Triplicatore di frequenza da 155 a 465 MHz

In fig. 5 è riportato lo schema elettrico di un circuito triplicatore di frequenza per un segnale di ingresso di 155 MHz. In fig. 6a e 6b sono riportate la parte rispettivamente superiore e inferiore della realizzazione pratica del circuito. Questo circuito differisce da quello descritto nella I[a] parte di questo articolo in quanto qui il circuito d'ingresso è accordato alla frequenza di 155 MHz invece che alla frequenza di 232,5 MHz, inoltre è stato aggiunto un secondo circuito accordato sulla seconda armonica della frequenza d'ingresso (310 MHz).

Nelle figg. 7 e 8 sono state riportate la potenza d'uscita e il rendimento in funzione della potenza applicata all'ingresso. La parte tratteggiata di questi grafici ha lo stesso significato precedentemente spiegato per le figg. 3 e 4. Le perdite complessive del circuito sono il 18%, per cui il rendimento del diodo con potenza d'ingresso di 10 W è 64 + 18 = 82%.

La potenza dissipata nel diodo è 0,18 x x 10 = 1,8 W.

(Da « Electronic Applications ») **L. C.**

ABC DELLA RIPARAZIONE DEI TELEVISORI A COLORI

di Robert G. Middleton

Sostituiamo alle formule complesse il buon senso e ci accorgeremo quanto sia semplice riparare un TV a colori

Un moderno televisore di classe per la riproduzione di un'immagine in bianco e nero può avere al massimo 19 valvole; un televisore per la riproduzione di una immagine a colori ne potrà avere al massimo 26. Ciò non significa che la riparazione di quest'ultimo sia veramente una cosa difficile. Il motivo? Eccolo: anche un televisore « combination » e cioè un televisore che incorpori, un complesso B.F. di alta fedeltà con sintonizzatore FM, può avere 28 valvole; ma la sua riparazione non è per questo più difficoltosa di un semplice TV con 19 valvole. Se infatti manca l'immagine, il tecnico va a ricercare il difetto solo nella sezione TV. Viceversa, se non può sentirvi un disco dei Beatles, andrà a controllare la sezione B.F.

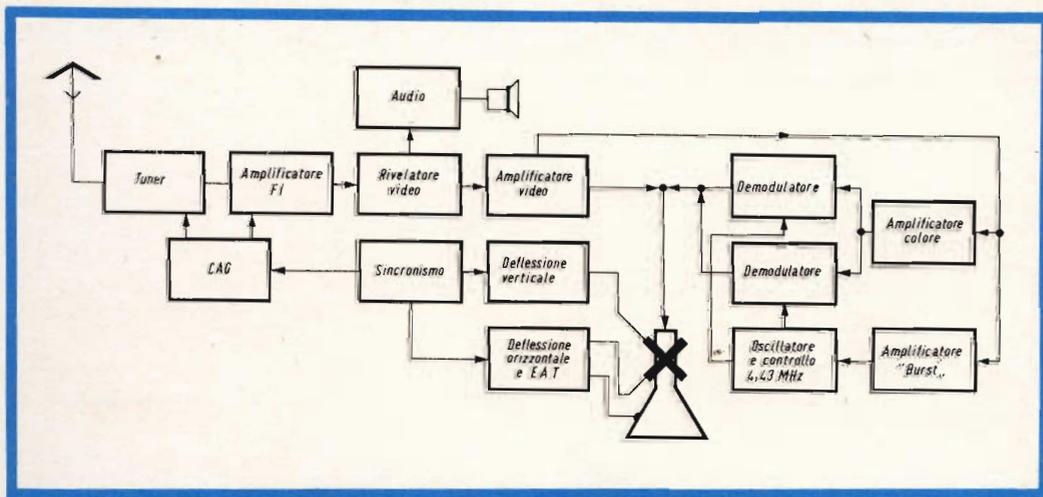



Fig. 1 - Schema a blocchi semplificato di un televisore a colori convenzionale.

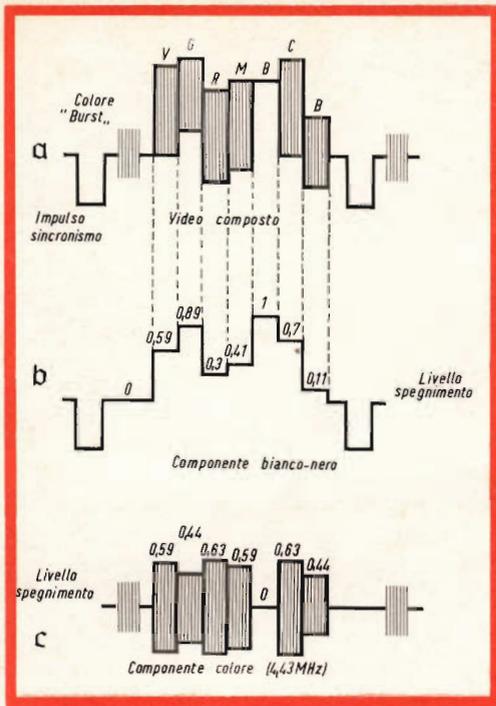



Fig. 2 - Segnale per il bianco e per il nero e segnale per il colore: in a) abbiamo il segnale per il colore completo, in b) il solo segnale per il bianco e per il nero, e in c) il solo segnale per il colore.

Se non può sentire le trasmissioni della locale stazione FM, andrà a controllare la sezione FM.

Insomma, il problema della riparazione di un « TV combination », si risolve in un problema di riparazione o di un semplice TV, o di un semplice amplificatore B.F. o di un tuner FM. Se il guasto è nel tuner FM, il tecnico non « guarda » nè la sezione TV, nè la sezione B.F. La riparazione di un tuner FM è quella che è, sia che questo si trovi in un ricevitore FM separato sia che il tuner sia incorporato in televisione. Tutto ciò è ovvio.

Il televisore a colori può considerarsi un altro tipo di « TV combination »: esso infatti è formato da un televisore in bianco e nero che in aggiunta possiede una sezione per il colore. Può darsi che noi riceviamo un'immagine in bianco e nero ma non sentiamo il suono. Ma se uno conosce come funziona un ricevitore FM, potrà ripararlo sia che questo si trovi nel televisore sia che si trovi in un ricevitore separato. Chi si preoccupa di riparare un ricevitore FM? Si potrebbe avere qualche preoccupazione se per far ciò fosse necessario conoscere le funzioni di Bessel, i valori degli argomenti da 1 al 9, i valori integrali degli argomenti, ecc...

È altrettanto vero però che il matematico dai lunghi capelli sarebbe preso da un grande terrore se lo ponessimo al tavolo di un laboratorio di servizio TV. Anche l'erudito che parlasse di R-Y, B-Y, V-Y, di colorimetria, di demodulazione dei prodotti, di ripristino dei valori croma-

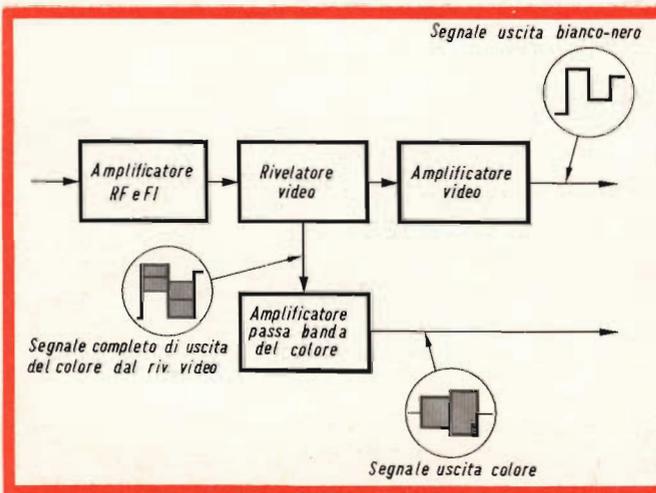



Fig. 3 - Come avviene la separazione dei segnali per il bianco e per il nero e per il colore.

tici, molto probabilmente si sentirebbe imbarazzato al tavolo del laboratorio.

Il tecnico dal buon senso che « vede » i circuiti del colore come « vedrebbe » quelli di un ricevitore FM, quello avrà molte probabilità di riparare bene il televisore a colori.

In fig. 1 è riportato lo schema a blocchi di un televisore a colori. È lo schema dettato dal buon senso. Le sezioni che si trovano a sinistra del cinescopio sono quelle di un normale TV in bianco e nero. Quelle che si trovano a destra del cinescopio sono quelle che fanno del TV a colori, un TV « combination ». **Queste due sezioni possono lavorare una indipendentemente dall'altra e molte volte succede proprio così.** Per esempio, se voi vi sintonizzate su una stazione in bianco e nero, le sezioni a destra saranno « uccise » (killed) da un commutatore elettronico che fa parte dell'amplificatore del segnale del colore. Se un difetto blocca il segnale bianco e nero dell'amplificatore video, e voi vi sintonizzate su un emettitore a colori, potreste vedere un'immagine a colori ma senza il bianco e nero (dettaglio). Viceversa, se l'oscillatore a 4,43 MHz si è bloccato e voi vi sintonizzate su un emittente a colori, vedrete un'immagine in bianco e nero ma senza il colore. **Dobbiamo metterci in testa che il televisore a colori è un « TV combination » e questa idea ci sarà di grande aiuto nella riparazione del televisore.**

Segnali per il bianco e nero e segnali per il colore

In fig. 2 è indicata la differenza tra un segnale per la riproduzione di un'immagine in bianco e nero e un segnale per la riproduzione di un'immagine a colori. In (**b**) è riportato il segnale bianco e nero, in (**c**) il segnale per il colore. Sommiamo b + c e otterremo il segnale video composto per il colore (**a**). Questo segnale lo si può vedere all'uscita del rivelatore video, quando si applica ai morsetti di antenna un generatore di barre a colori. Dopo il rivelatore, questo segnale video completo del colore viene scisso nei suoi segnali componenti, rispettivamente bianco e nero e segnale per il colore. Tutti e

Fig. 4 - Curve di risposta per il segnale in bianco e nero e per il colore.

due però si « ritrovano » al cinescopio; infatti il segnale per il bianco e per il nero viene applicato ai tre catodi mentre il segnale per il colore viene applicato alle tre griglie dei tre cannoni.

Se il ricevitore va bene, sullo schermo si vedranno le barre colorate. Se invece il segnale per il colore viene « ucciso » (killed) nell'amplificatore del colore, voi vedrete delle barre più o meno grigie (senza alcun colore). Viceversa, se il se-

Fig. 5 - Un sistema per rivelare i segnali del colore è quello di impiegare tre demodulatori.

gnale viene « ucciso » nell'amplificatore video, vedrete scialbe barre colorate. Questo è un esempio fondamentale per l'analisi di un'immagine a colori. Teniamo ben presente che, se la sezione colore non funziona, il ricevitore a colori diventa l'esatto equivalente di un ricevitore bianco e nero.

I segnali vengono separati mediante circuiti accordati e trappole. Si tenga presente che il segnale del colore ha una frequenza di 4,43 MHz (fig. 2c).

Quando il segnale completo del colore passa per l'amplificatore video, una trappola a 4,43 MHz blocca la componente del colore come appunto indicato in fig. 3. Viceversa, l'amplificatore del colore è accordato per lasciar passare una banda di frequenze centrata su 4,43 MHz; così il segnale bianco e nero è bloccato e passa invece solo il segnale del colore.

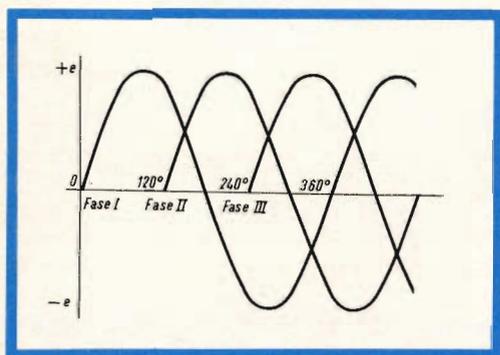



Fig. 6 - Forme d'onda indicanti le fasi dei tre colori.

Questa separazione si verifica per il semplice fatto che il segnale bianco e nero è fatto quasi completamente da frequenze al di sotto di 4,43 MHz. Il segnale del colore invece è fatto di frequenze vicine a quella di 4,43 MHz.

In fig. 4 abbiamo riportato due curve tipiche di risposta, rispettivamente dell'amplificatore del colore e dell'amplificatore video. È evidente che l'amplificatore del colore deve essere accordato molto bene. Se ciò non si verifica, i colori saranno scialbi e distorti, si potranno vedere delle interferenze nell'immagine a colori, e, nel peggiore dei casi, non si vedrà alcun colore. Il segnale del colore deve essere prelevato con il suo massimo valore e deve essere molto bene separato dal segnale bianco e nero. Solo allora esso può essere ulteriormente scisso nei suoi componenti rispettivamente rosso, verde e blu.

Scomposizione del segnale del colore

Quando i tre catodi del cinescopio sono pilotati dal segnale video bianco e nero, sullo schermo del cinescopio si vedrà una immagine in bianco e nero.

Ma sappiamo anche che quando viene pilotata la griglia « rossa » sullo schermo si vede il rosso, quando è pilotata la griglia verde, si vede il verde, infine si vede sullo schermo il blu quando è pilotata la griglia blu. Da ciò, deriva che il segnale del colore deve essere « scisso » nei segnali componenti, rosso verde e blu.

Fig. 7 - Rappresentazione in bianco e nero delle barre del colore sullo schermo del cinescopio tricromico.

Il sistema più semplice per ottenere ciò è quello di impiegare tre demodulatori del colore (fig. 5). Questo sistema è usato nel ricevitore giapponese Toshiba. I demodulatori sono dei rivelatori, e ciascuno funziona pressapoco come il rilevatore di fase di un circuito per il controllo della frequenza di riga. Possiamo dire che ciascun demodulatore di fig. 5 è « bloccato » in una differente fase di

MORGANITE INSULATED RESISTORS

Le resistenze isolate « Morganite » tipo « S » e « Y » sono costituite da un composto di carbone solido e di materiale isolante esterno completamente integrati. Si evitano così qualsiasi cavità tra nucleo ed isolamento in modo da consentire il più razionale passaggio del calore.

I terminali in rame sono ricoperti con uno speciale preparato che consente una saldatura rapida e sicura, anche se automatizzata.

Queste resistenze sono conformi allo standard contemplato nelle Norme RCSC e IEC e vengono prodotte nei valori da 10 Ω a 10 MΩ con le tolleranze normali : ± 5 %, ± 10 % e ± 20 %.

Tipo	Volt max	Watt nominali		Prove di durata a 70°C per 2000 ore
		a 40°C	a 70°C	
« S »	500	1/2	1/4	1/2 W
« Y »	750	1	1/2	3/4 W

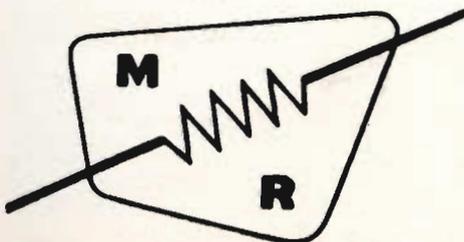
Coefficiente di temperatura : meno di 0,12 % per grado C.

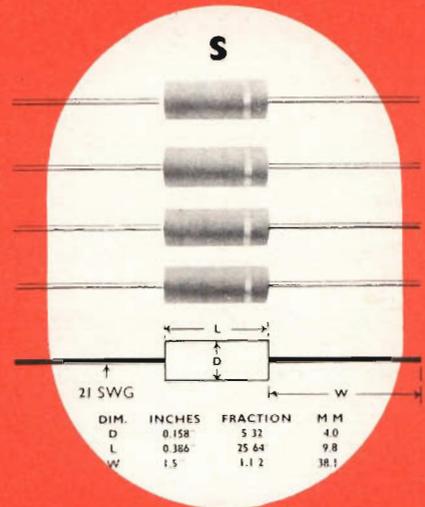
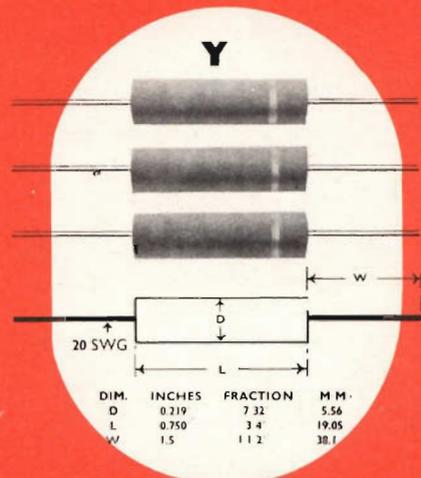
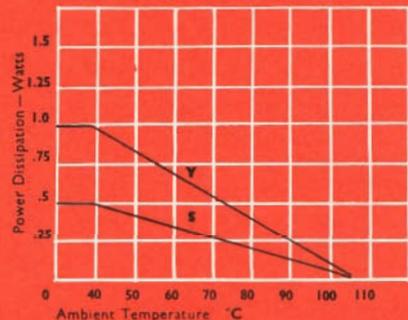
Coefficiente di tensione : valori inf. a 1 MΩ, non superiore a ± 0,25 % p. Vcc. Valori da 1 a 10 MΩ, non superiori a ± 0,025 % p. Vcc.

Tensione di prova : 1500 Vcc tra i terminali ed il corpo.

Isolamento : non meno di 1000 MΩ a 500 Vcc.

Rumorosità : inferiore a

$$2 + \log_{10} \frac{R}{1000} \ \mu V \text{ p. Vcc applicato}$$

OMOLOGATE SECONDO LE NORME MILITARI AMERICANE MIL-R11E

TYPES S and Y

DERATING CURVES

colore. Ciascun demodulatore si « prende » il segnale corrispondente a quella fase in cui è bloccato escludendo le altre due fasi.

Essenzialmente il segnale del colore è un segnale con tre fasi (fig. 6). Tutti e tre i segnali hanno la stessa frequenza (4,43 MHz), ma sono « distanziati » nel tempo. I tre demodulatori del colore di fig. 5 funzionano essenzialmente come degli interruttori. Ognuno entra in conduzione in corrispondenza del picco di un segnale di fig. 6. Ciò avviene come indicato in fig. 5.

L'oscillatore a 4,43 MHz (sottoportante) del ricevitore fornisce ad ogni demodulatore un segnale con fase diversa. A sua volta, ciascun demodulatore viene portato in conduzione in un istante ben stabilito.

Sincronizzazione del demodulatore del colore

Dalle fig. 5 e 6 risulta evidente che i demodulatori del colore devono essere accuratamente sincronizzati con il segnale trasmesso avente tre fasi diverse. Diversamente il ricevitore perde il sincronismo del colore. Le barre colorate di fig. 7, diventano un « miscuglio di arcobaleno », quando l'oscillatore a 4,43 MHz non è sincronizzato. Sappiamo che il segnale di sincronismo di riga mantiene il sincronismo orizzontale.

Allo stesso modo il « burst » del colore (fig. 8) mantiene il sincronismo della sottoportante. Proprio come il rivelatore di fase del circuito C.A.F. della frequenza

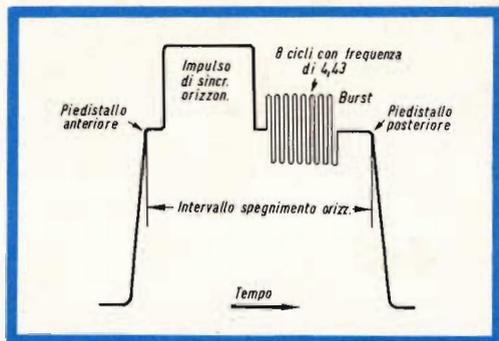



Fig. 8 - Segnale per il sincronismo della sottoportante (burst).

orizzontale mantiene il sincronismo della riga così il circuito rivelatore di fase del colore (C.A.C.) mantiene in sincronismo la frequenza della sottoportante. L'amplificatore del burst entra in conduzione alla cadenza del segnale del burst per cui al rivelatore di fase perverrà un segnale di riferimento ben distinto. Dal paragone tra la fase del burst e quella dell'oscillatore a 4,43 MHz si ricava nel circuito rivelatore di fase una tensione continua di polarizzazione che viene applicata ad un tubo a reattanza che controlla la fase dell'oscillatore locale a 4,43 MHz. Pertanto, i demodulatori del colore condurranno solo in corrispondenza dei picchi del segnale del colore (fig. 5).

Matricizzazione dei segnali

In genere, però, gli attuali televisori a colori non impiegano i demodulatori del colore illustrati in fig. 5. Essi posseggono

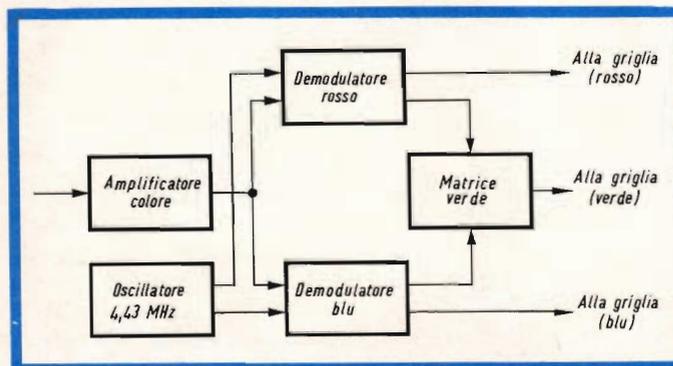



Fig. 9 - Come avviene la formazione del terzo segnale (verde) dai due segnali disponibili (rosso e blu).

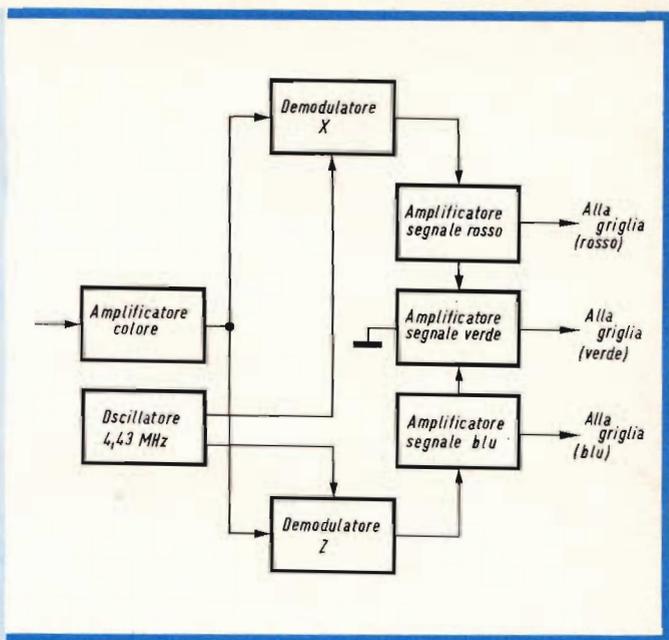



Fig. 10 - Demodulazione mediante matrice X-Z.

invece due demodulatori e una matrice. Ciò per semplificare il circuito. Un sistema abbastanza diffuso per produrre il terzo colore (verde) consiste nel mandare ad una matrice le uscite rispettivamente dei demodulatori per il blu e per il rosso (fig. 9). Ma come è possibile ciò? Si osservi che in fig. 6 i segnali dei colori rosso, blu e verde sono sfasati di 120°.

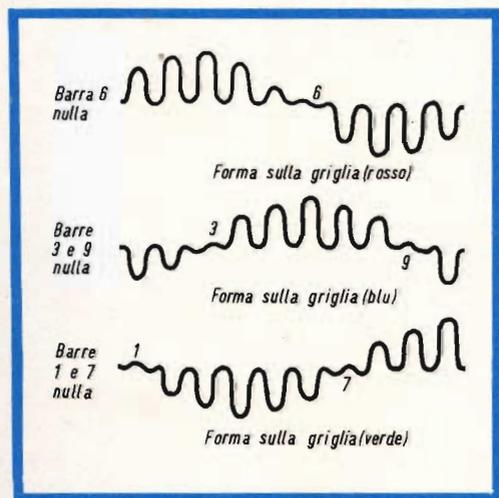



Fig. 11 - Forme d'onda comuni a tutti i sistemi di demodulazione del colore.

Ciò significa che il segnale verde ha come componenti i segnali blu e rosso. A sua volta, il segnale del verde può essere ottenuto mescolando in opportune proporzioni le uscite dei demodulatori per il rosso e per il blu.

In fig. 10 è riportato un altro sistema di matrice. Il demodulatore del « rosso » viene chiamato in questo caso demodulatore X; alla stessa guisa, il demodulatore « blu » viene chiamato demodulatore Z.

In pratica, l'uscita dal demodulatore X non viene applicata direttamente alla griglia rossa del cinescopio; essa invece passando attraverso l'amplificatore del rosso viene in qualche modo modificata. Alla stessa guisa, l'uscita dal demodulatore Z non viene applicata direttamente alla griglia blu del cinescopio; prima anch'essa viene modificata dall'amplificatore blu.

Il segnale verde si ottiene « immatriciando » i segnali provenienti dall'amplificatore del blu e del rosso. Ciò è ottenuto impiegando un comune resistore di catodo per gli amplificatori per il rosso, il blu e il verde (fig. 12).

Si osservi come il comune resistore catodico R non solo fornisce il segnale d'ingresso matricizzato al catodo dell'amplificatore del verde ma effettua anche

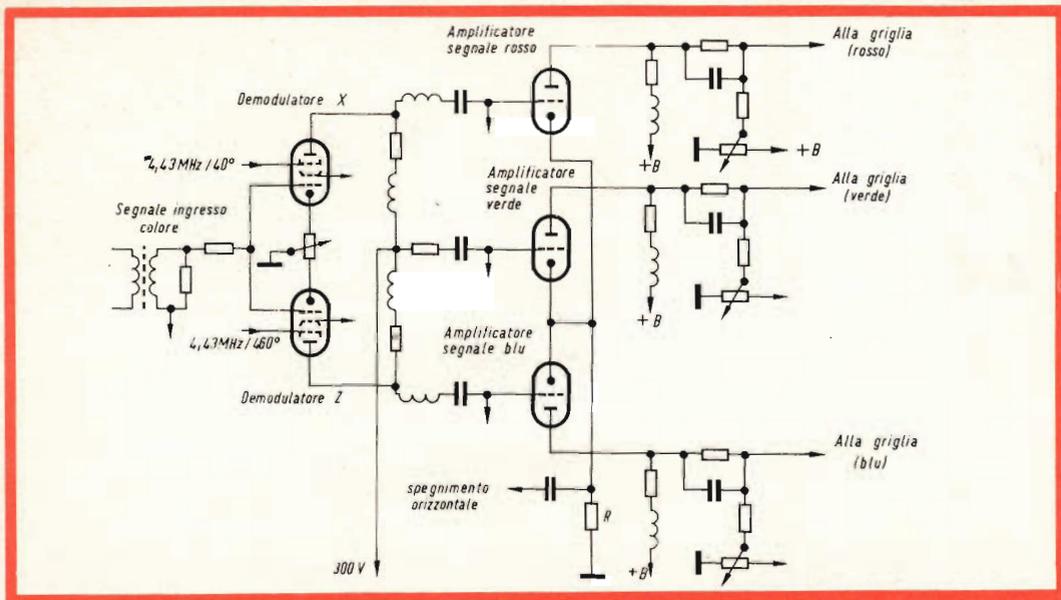



Fig. 12 - Schema elettrico del sistema di demodulazione di fig. 10.

un'interazione tra i segnali rosso e verde dei rispettivi amplificatori. Questo è il motivo per cui le uscite dai modulatori X e Z non sono identiche a quelle degli amplificatori rispettivamente dei segnali blu e rosso.

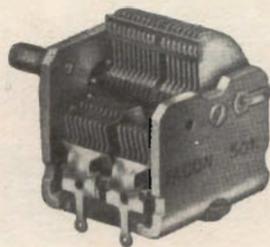
Il denominatore comune

Un rapido confronto tra le figure 5, 9 e 10 rivela che il demodulatore di tutti i colori e il sistema demodulatore-matrice hanno questo in comune: i loro segnali di uscita vengono in ogni caso portati ai cannoni elettronici rispettivamente blu, rosso e verde del cinescopio. **Questo è un fatto sul quale il tecnico deve ben riflettere.** Esso infatti significa che per controllare il funzionamento di uno qualsiasi dei demodulatori si usa sempre lo stesso metodo. Un segnale che produce il massimo pilotaggio della griglia rossa normalmente produce un pilotaggio nullo alla griglia blu.

I segnali di controllo del demodulatore vengono forniti dai **generatori delle barre del colore.** Esaminiamo un po' uno di questi generatori. In genere un siffatto generatore produce sullo schermo una serie di barre colorate come quelle di fig. 12.

Se nel circuito demodulatore o nella matrice c'è qualche guasto è impossibile ottenere la sequenza di barre colorate come indicato in fig. 11. La ricerca del guasto si può fare quindi osservando attentamente il colore delle barre, ma allo scopo serve meglio l'oscilloscopio.

In questo caso, le forme d'onda che si devono osservare, sono quelle di fig. 11 Si colleghi l'ingresso dell'oscilloscopio attraverso una sonda a bassa capacità al terminale della griglia « rossa » del cinescopio. Si regoli il controllo di fase del ricevitore in modo da annullare la barra 6, come indicato. Indi si porti la sonda dell'oscilloscopio sul terminale della griglia blu, le barre 3 e 9 devono annullarsi. Si colleghi infine la sonda al terminale della griglia « verde », le barre 1 e 7 devono annullarsi. Se qualcuna delle forme d'onda indicate non si annulla, ciò potrà guidarci alla sezione difettosa.

Può succedere che due delle forme d'onda non si annullino, a causa di qualche componente difettoso in un ramo comune dei due circuiti. Si tenga presente inoltre che le ampiezze relative delle tre forme d'onda di fig. 11 possono guidare il tecnico verso un componente difettoso nel demodulatore del colore o nel circuito

FACON
FABBRICA CONDENSATORI ELETTRICI s.r.l.
VARESE - VIA APPIANI, 14 - TELEF. 22.501
FACON

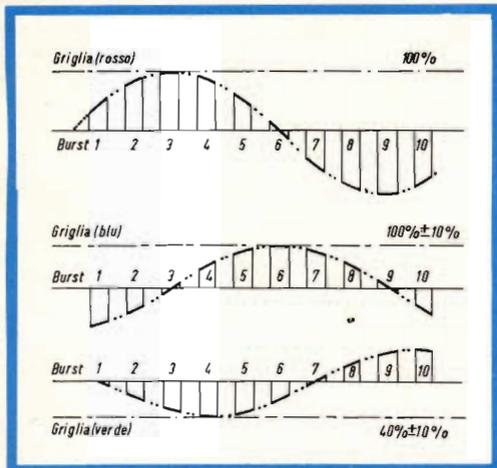



Fig. 13 - Ampiezza delle forme d'onda e tolleranze per un tipico televisore a colori.

della matrice. Le ampiezze comunque possono variare da un ricevitore all'altro in base al tipo di cinescopio usato. È necessario quindi studiare bene le note di servizio del ricevitore. La fig. 13 indica le ampiezze relative e i margini di tolleranza ammissibili per un dato ricevitore.

Se le forme d'onde del blu o del verde sono fuori di tolleranza del 10 % si controllino i relativi circuiti e i loro componenti.

Conclusione

La riparazione dei televisori a colori può essere facile se si lasciano da parte le complicate formule matematiche e si cerca di usare il buon senso.

Il ricevitore per il colore è una specie di « Televisore combination ». Dopo tutto, anche qui ogni circuito è fatto di condensatori, di bobine, di resistenze e di valvole. È necessario avere un generatore del colore e un oscilloscopio a larga banda. Ma è più facile usare un generatore di barre del colore che un oscillatore AM. Il generatore del colore non ha infatti bisogno di essere accordato. Un oscilloscopio a larga banda funziona come un altro a banda stretta. Le difficoltà che si incontrano nella riparazione di un televisore a colori sono state un po' esagerate dagli specialisti e dai cosiddetti « iniziati ». Cerchiamo di usare il buon senso e tutto sarà meno complicato.

(Da « Radio Electronics » 6501) **L.C.**

AMPLIFICATORE DI ANTENNA PER UHF

Si parla spesso di « antenne elettroniche ». Che cosa sono? Semplice! Antenne con « incorporato » un minuscolo amplificatore a transistori. In questo articolo se ne descrive uno molto semplice facilmente realizzabile in qualsiasi laboratorio TV.

Se è necessaria una buona antenna per la ricezione dei segnali TV delle bande I e III (VHF) a maggior ragione deve esserlo una antenna destinata alla ricezione dei segnali TV nella banda UHF. I segnali TV della banda IV e V (UHF), anche se irradiati con una potenza superiore a quelli della banda III (VHF) hanno notoriamente una minore portata. Ciò è dovuto non solo al fatto che le onde decimetriche non possono seguire la curvatura della superficie terrestre ma anche al più spiccato « effetto ombra » cui queste onde sono soggette in presenza di montagne, colline, palazzi, ecc.; oltre a ciò, queste onde ultracorte vengono più delle altre attenuate dagli strati più bassi della atmosfera. Tutto ciò fa si che la zona servita da un trasmettitore UHF risulti molto più limitata, a parità di potenza irradiata, di quella servita da un corrispondente trasmettitore VHF. Pertanto, il segnale UHF più debole dovrà essere compensato da una maggiore sensibilità del ricevitore, e da un più efficiente impianto di antenna. Per ciò che riguarda la maggiore sensibilità, tutte le industrie costruttrici provvedono i televisori di selettori di canali molto sensibili, e di uno stadio di amplificazione in più a frequenza intermedia; la seconda caratteristica, e cioè una più efficiente antenna dipende da quanto vuole spendere il possessore del televisore poichè vi sono antenne che danno un buon guadagno.

Per ciò che riguarda il selettore UHF si deve tener presente che con l'introduzione dei transistori mesa al posto delle valvole si è potuto ottenere un raddoppio della sensibilità nella gamma UHF. Naturalmente, anche il miglior selettore (sia a transistori che a valvole) produce una certa cifra di disturbo (che si traduce in « neve » nello schermo del cinescopio) che può essere compensata solo con un buon segnale proveniente dall'antenna.

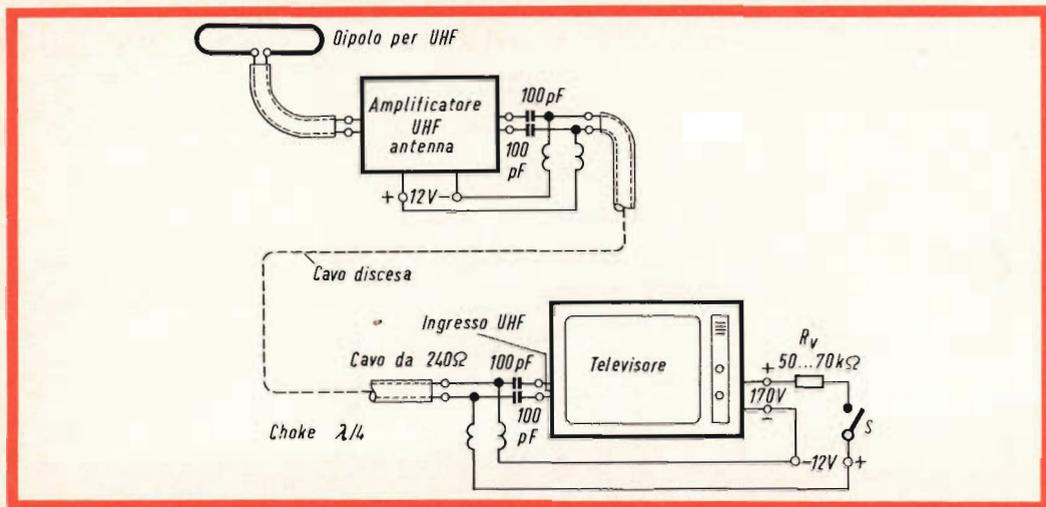



Fig. 1 - Ricezione del secondo canale (UHF) mediante amplificatore di antenna. È interessante notare com'è realizzata l'alimentazione. Ciò non toglie che essa possa essere effettuata nel modo convenzionale e cioè con un cavo separato.

Necessità di un'antenna esterna

Il massimo segnale si riesce ad ottenere montando l'antenna sul tetto o in alcuni casi all'esterno di un balcone. Se anche con questo sistema il segnale è debole si può cercare di aumentarlo impiegando un'antenna con un numero maggiore di direttori o addirittura montando un'altra antenna in parallelo. Purtroppo, anche con questo sistema si guadagna ben poco segnale poichè **non c'è una diretta proporzione** tra numero di elementi di un'antenna o numero di antenne e intensità del segnale ottenuto. C'è poi un limite oltre il quale anche mettendo tre o quattro antenne in parallelo non si riesce a guadagnare nulla. C'è un solo vantaggio: l'aumento degli elementi di un'antenna consente di ottenere una forte direzionalità e quindi una completa esclusione di segnali doppi (ombre delle immagini sullo schermo).

Il cavo di discesa produce una perdita di segnale

Se questa perdita di segnale è piccola in antenne interne non è affatto trascurabile in antenne esterne dove il cavo di discesa è necessariamente molto lungo. Questa perdita diventa ancora più rimarcabile in ricezione UHF (bande IV e V) che in ricezione VHF (bande I e III). Conclusione: in zone marginali, anche con una buona antenna, il cavo di discesa « mangia » gran parte del segnale utile e allora l'immagine è sempre piena di « neve ».

Un amplificatore di antenna può compensare il segnale perso nel cavo di discesa

Questo amplificatore però va « piazzato » proprio ai terminali dell'antenna e non ai terminali del cavo di discesa; solo infatti ai terminali dell'antenna esso può ricevere il massimo segnale ottenibile in una data zona (fig. 1). Solo così questo amplificatore è in grado di compensare le perdite introdotte dal cavo di discesa e fare quindi in modo che ai morsetti di antenna del televisore arrivi un buon livello di segnale molto al di sopra dell'inevitabile fruscio. Un siffatto amplificatore UHF è quindi necessario quando ci si trova in una zona marginale (montagne o colline o palazzi in cemento armato interposti tra l'emittente e l'antenna ricevente) e quando è necessario impiegare un

cavo di discesa molto lungo. Tale amplificatore dovrà essere a transistori dato che a quelle frequenze, un amplificatore a transistori produce un rumore (effetto neve) inferiore ad un analogo equipaggiato con valvole. Gli altri vantaggi sono: minore ingombro, minore consumo, maggiore durata di vita, caratteristiche queste proprie di qualsiasi apparecchiatura a transistori.

Realizzazione dell'amplificatore

Lo schema elettrico dell'amplificatore a cui abbiamo accennato poco prima è semplice (c'è un solo stadio) e costa pochi soldi. Vale quindi la pena di costruirselo anche perchè nella realizzazione e nella messa a punto ci si farà un'interessante esperienza nel campo degli amplificatori UHF e del loro adattamento ai rispettivi circuiti d'ingresso e di uscita.

In fig. 2 è riportato lo schema elettrico di principio. In fig. 3 lo schema costruttivo. Il transistore AF 139 viene montato in un circuito con base comune. Il punto di lavoro viene stabilmente fissato da un partitore di base a basso valore ohmico e da un resistore di emettitore di valore ohmico elevato. Il condensatore C_4 porta a massa la RF presente in base. L'emettitore viene accoppiato capacitivamente alla linea di Lecher d'ingresso. Il collegamento del terminale del condensatore (C_3) alla linea viene fatto su di un punto della linea stessa che offre il migliore adattamento di potenza. La linea di Lecher è dimensionata per un $\lambda/4$ e viene accordata capacitivamente ad un'estremità mediante un trimmer capacitivo.

L'energia proveniente dall'antenna viene trasferita sulla linea mediante una spira di accoppiamento come K 1 come indicato in fig. 2.

Qui è il punto dove il nostro amplificatore si diversifica dagli analoghi amplificatori prodotti su scala industriale. In generale, questi sono dimensionati in modo da presentare sia all'ingresso che alla uscita un'impedenza asimmetrica per un cavo da 60 Ω. Molto spesso però sia la antenna che il cavo (piattina) presentano impedenze simmetriche di 240 Ω (300 Ω) e allora per l'adattamento sia all'ingresso che all'uscita si richiedono trasformatori di adattamento (balun) che introducono sempre delle perdite. Si tenga presente infine che il circuito d'ingresso del televisore è previsto per lo più, per cavi o piattine con impedenza di 240 Ω. Ecco quindi la convenienza di realizzare il nostro amplificatore UHF d'antenna con impedenza d'ingresso e di uscita di 240 Ω. Ciò si può fare molto facilmente. L'adattamento del cavo da 240 Ω alla linea di Lecher d'ingresso si effettua infatti mediante la spira di accoppiamento K 1. Il fattore ottimo di accoppiamento si ottiene regolando la lunghezza della spira di accoppiamento e la sua distanza dalla linea di Lecher.

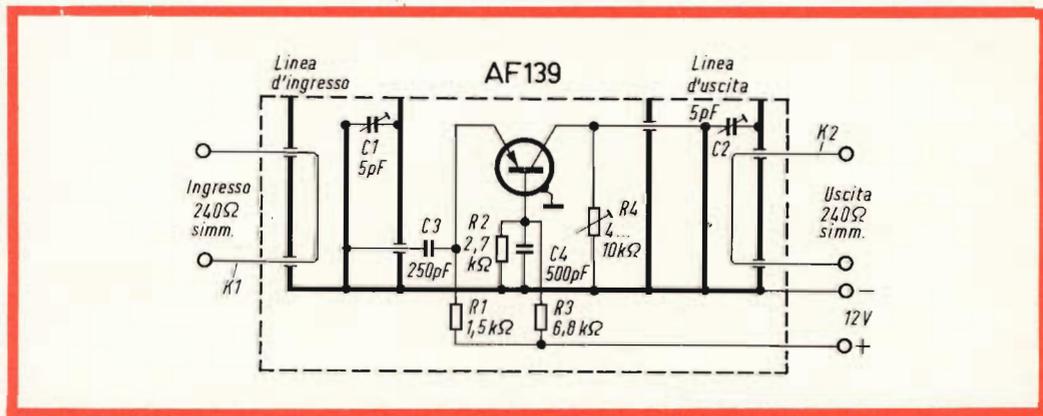



Fig. 2 - Schema elettrico di principio dell'amplificatore di antenna.

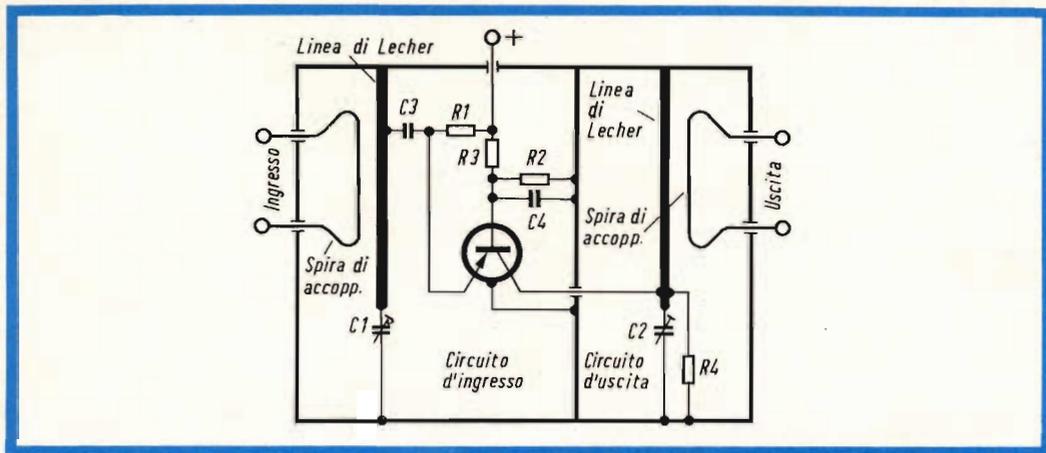



Fig. 3 - Schema elettrico costruttivo dell'amplificatore di antenna.

Nello stesso modo si preleva il segnale amplificato dalla linea di Lecher di uscita, e cioè, attraverso la spira di accoppiamento K 2. Il collettore del transistore mesa AF 139 viene collegato direttamente sul nodo di tensione della linea e cioè in corrispondenza del trimmer di regolazione C_2. Siccome il transistore può considerarsi un triodo come quest'ultimo avrà un certo valore di capacità interna tra emettitore e collettore (inferiore a 1 pF) e quindi c'è il pericolo di innesco di oscillazioni. Questo pericolo viene eliminato con l'inserzione del resistore di smorzamento R_4. Il valore di questo resistore deve essere scelto sperimentalmente in modo da evitare il pericolo delle autooscillazioni e contemporaneamente impedire che il circuito di accordo (linea di Lecher) venga eccessivamente smorzata.

Il vantaggio di avere il circuito d'ingresso accordato

È noto come nei selettori UHF prodotti su scala industriale il circuito d'ingresso non è accordato; è a larga banda in quanto deve poter accogliere tutte le emittenti UHF delle bande IV e V. L'introduzione di un condensatore di accordo anche nel circuito d'ingresso aumenterebbe il costo del selettore per cui, per ragioni economiche, lo si è eliminato rinunziando ovviamente alla più elevata sensibilità che si sarebbe potuto ottenere nella ricezione di un dato canale.

Il nostro amplificatore UHF dovendo servire alla ricezione di **un solo canale UHF** può essere accordato mediante il trimmer proprio sull'emittente che si vuole ricevere e quindi può darci il massimo segnale captato dall'antenna.

Costruzione e cablaggio dell'amplificatore

Lo schema di cablaggio di fig. 4 indica la disposizione dei componenti. Ovviamente tutti i collegamenti che portano tensioni UHF devono essere più corti possibile. Ciò vale in particolare: a) per il collegamento che parte dal punto centrale della linea d'ingresso, e attraverso il condensatore C_3, viene collegato all'emettitore del transistore (in pratica sono gli stessi reofori del condensatore C_3); b) per il collegamento tra il collettore e il trimmer C_2 all'estremità della linea d'uscita; c) per il collegamento tra base-C_4 e massa. I condensatori C_3 e C_4 devono essere antiinduttivi e preferibilmente ceramici (per C_4 può essere impiegato anche un condensatore passante). Se non è possibile reperire tali condensatori si possono impiegare altri tipi ma con capacità più bassa. C_1 e C_2 sono trimmer tubolari ceramici con

valore massimo di capacità di 5 pF . R_1, R_2, R_3, R_4 sono resistori normali da 1/10 fino a 1/4 di W. L'involucro esterno del transistore deve essere collegato a massa. Tutto il cablaggio « si regge » sui terminali dei componenti senza alcun pericolo di microfonicità.

La « scatola » dove si trova la linea di Lecher d'ingresso è più grande di quella dove si trova la linea di Lecher di uscita. Questo maggior volume è destinato ad accogliere tutto il cablaggio. La linea di Lecher è formata da un filo robusto di rame con diametro da 2 a 3 mm, lungo da 25 a 30 mm.

Invece di dare tante quote meccaniche abbiamo preferito riprodurre in fig. 4 il nostro amplificatore in scala 1 : 1 per cui chi se lo vuole costruire non avrà che da disporre tutti i componenti nella posizione e con le dimensioni esatte della fig. 4.

Per la realizzazione della scatola si possono impiegare lastre per circuito stampato. Lo strato di rame dovrà naturalmente essere rivolto verso l'interno, pulito con acido nitrico diluito, lavato con acqua, asciugato e ricoperto con sostanze a base di colofonia per impedire l'ossidazione e la corrosione. La scatoletta si può naturalmente realizzare anche interamente in rame.

L'introduzione della spira di accoppiamento come pure della tensione di alimentazione vengono effettuate mediante fori da 2 mm praticati nella scatoletta. Come punti di ancoraggio possono servire normali piastrine bachelizzate con pagliette. Per l'alimentazione serve una piastrina con una sola paglietta dato che il secondo polo (—) risulta già collegato a massa. Per parete divisoria si possono impiegare due piastrine di circuito stampato con il rame rivolto verso l'interno dei due scomparti. In questo modo si ottiene un'ottima separazione tra il circuito d'ingresso e quello di uscita.

Il terminale del collettore viene collegato alla linea di uscita attraverso un foro praticato sulla parte divisoria e naturalmente isolato da questa.

Montaggio finale

Innanzitutto si deve controllare il buon funzionamento dell'amplificatore. Indi si procede alla sua chiusura ermetica mediante saldatura lungo i bordi del coperchio. Come indicato in fig. 1 l'entrata e la uscita dell'amplificatore è prevista per una piattina con impedenza di 240 Ω (300 Ω). L'amplificatore deve essere disposto a pochi centimetri dal dipolo ripiegato in modo da eliminare le perdite nella piattina

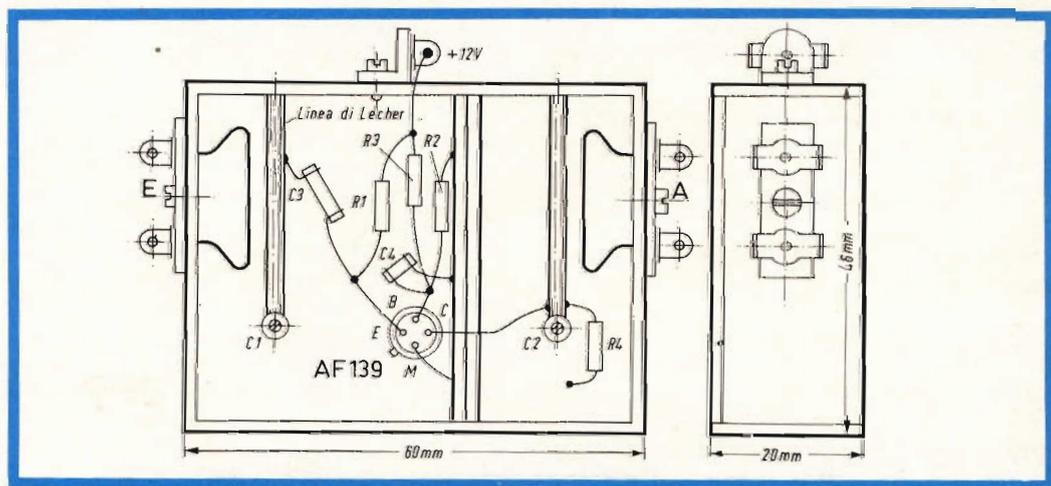



Fig. 4 - Realizzazione meccanica e disposizione dei componenti.
Scala 1 : 1. A sinistra, la scatola vista dalla parte superiore; a destra vista lateralmente.

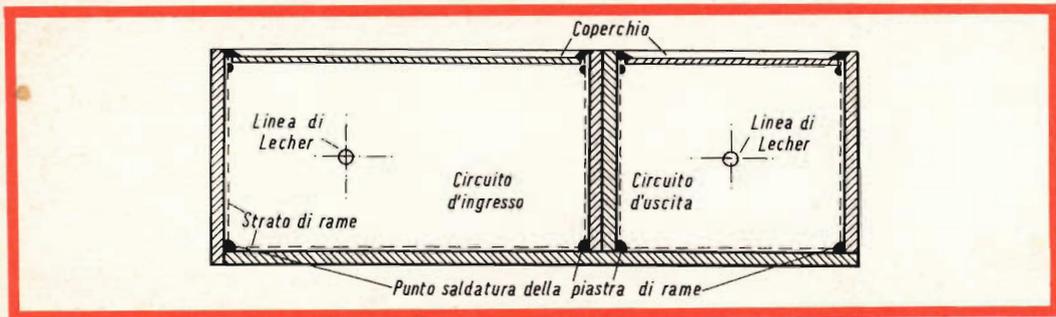



Fig. 5 - Sezione della scatola con indicazione delle saldature.

di collegamento. La piattina di uscita dell'amplificatore può avere una lunghezza massima di 20 metri. La tensione di alimentazione di 12 V viene inviata dall'amplificatore attraverso la stessa piattina di alimentazione.

Allo scopo è necessario inserire sia alla uscita dell'amplificatore sia all'ingresso del televisore due condensatori ceramici da 100 pF come indicato in fig. 1.

Per separare la tensione di alimentazione dal segnale UHF vengono inserite bobine di arresto in $\lambda/4$ (15 cm di filo sottile avvolto su un resistore da 1 W).

La tensione di alimentazione viene prelevata direttamente dal televisore. Nel nostro caso si è presa una tensione continua ben filtrata con valore di 170 V e mediante un resistore di caduta in serie con valore da 50 fino a 70 kΩ si è pervenuti al valore di 12 V.

Un valore così elevato della resistenza ha anche un certo effetto stabilizzatore sulla tensione di alimentazione dell'amplificatore. Quando non si vuole ricevere il segnale UHF si può disinserire l'amplificatore inserendo un interruttore come indicato in fig. 1.

Taratura e collaudo

Prima di essere chiuso, l'amplificatore deve essere provato elettricamente come già detto. La corrente di collettore deve avere un valore compreso tra 1,5 e 2 mA. Se ci si discosta da questo valore, deve essere cambiato anche il valore del partitore di tensione di base. Innanzitutto si regola il resistore trimmer R_4 al valore di 10 kΩ. Indi si accende il televisore e lo si predispone per la ricezione dell'UHF. Successivamente si regolano i condensatori trimmer C_1 e C_2 (ora l'uno ora l'altro) fintanto che non si ottiene sullo schermo un'immagine UHF esente dal rumore (neve). Questa regolazione è molto sensibile.

Se l'amplificatore tenta di oscillare converrà disporre provvisoriamente sui due scomparti i relativi coperchi in modo da impedire l'accoppiamento via-aria, tra la linea di ingresso e la linea di uscita. Se facendo così, l'oscillazione sparisce, sarà ancora necessario ritoccare i trimmer.

Se invece l'oscillazione persiste, sarà necessario portare R_4 al valore di 6 . . . . . . 8 kΩ. In questo modo, la linea di uscita dovrebbe « reagire » con minore intensità, e non dovrebbero esserci più oscillazioni. Se ciò non giova bisogna portare ancora R_4 al valore di 4 kΩ. Se dopo tutti questi tentativi permane la tendenza all'innesco, si sposterà verso il fondo della scatola la presa al centro della linea. La distanza normale deve essere 10 mm. Se si sposta questo punto verso il trimmer (nodi di tensione) aumenta l'amplificazione ma contemporaneamente anche la tendenza all'innesco. Comunque, la distanza di questa presa dal fondo non deve essere inferiore a 5 mm, diversamente si ha una riduzione troppo forte dell'amplificazione.

Le spire di accoppiamento (d'ingresso e di uscita) sono fatte con normale filo di rame isolato e devono avere una lunghezza pari al 75 % di quelle della linea.

ERSA

È molto importante la loro distanza dalla linea. La spira di accoppiamento del circuito d'ingresso deve distare dalla linea circa 3 o 4 mm, quella di accoppiamento del circuito di uscita deve distare dai 4 ai 5 mm.

Una distanza maggiore o minore può influire sul valore dell'amplificazione ottenibile. La distanza delle spire di accoppiamento va messa a punto prima della ultima regolazione dei trimmer C_1 C_2. Piegando opportunamente le spire di accoppiamento si può riuscire ad avere buoni valori di amplificazione. Ma ciò dipende dall'abilità e da come è realizzato tutto l'insieme dell'amplificatore.

Se tutto funziona bene si può procedere alla chiusura della scatola mediante saldatura. Il prototipo da noi realizzato dava un'immagine esente da « neve » e senza riflessioni. A 500 MHz l'amplificazione di potenza era di 10 dB e ciò corrisponde, con un valore di impedenza di adattamento di 240 Ω all'ingresso e all'uscita, ad un guadagno di tensione di 3,2 volte.

L.C.

(Da Österreichische Radioschau e Funkschau 653 »)

SINCRONISMI CONTRASTO HUM nei circuiti

Vengono esaminati alcuni difetti tipici della base dei tempi di riga, della regolazione del contrasto, della luminosità, e infine, gli effetti prodotti nei vari circuiti « contaminati » dalla tensione di rete.

Continuiamo lo studio del funzionamento e della riparazione della sezione sincronismi della base dei tempi verticale.

7) Non è possibile alcuna sincronizzazione nè del quadro nè della riga.

Bisogna innanzitutto assicurarsi di una cosa, e cioè, se trattasi proprio di una mancanza di sincronizzazione oppure di un difetto negli oscillatori della base dei tempi di riga e di quadro i quali potrebbero oscillare con una frequenza troppo alta o troppo bassa rispetto ai 50 Hz o ai 15625 Hz. Per assicurarsi di ciò basta azionare i controlli manuali che regolano la frequenza di quadro (verticale) e di riga (orizzontale) e vedere se esiste una posizione in cui il quadro non scorre verticalmente oppure spariscono le « tapparelle ».

Se ciò non è possibile è necessario controllare l'oscillatore verticale (paragrafo 6) oppure l'oscillatore di riga (paragrafo 5).

Se i due oscillatori mediante le relative regolazioni possono essere portati in sincronismo, allora il difetto cui si è accennato prima sta proprio in una mancanza di sincronizzazione, dovuta ad un guasto nel separatore di sincronismi (se mancano entrambi le sincronizzazioni) oppure nel circuito discriminatore di fase e relativa valvola per il controllo della frequenza orizzontale (fig. 19).

Per prima cosa si sostituiscono le valvole in questione e se il difetto permane, si farà il « signal tracing » del segnale video partendo dall'anodo della finale video. Il segnale video completo dovrà ritrovarsi sulla griglia controllo della valvola separatrice di sincronismi (pentodo della ECL 80 di fig. 19). Sull'anodo di questo pentodo si dovranno vedere **solo** i segnali di sincronismo diretti in senso negativo che verranno poi ritrovati di segno positivo sull'anodo del triodo.

Per vedere i segnali di sincronismo di riga sarà necessario portare la base dei tempi dell'oscilloscopio sui 15625 Hz. Per

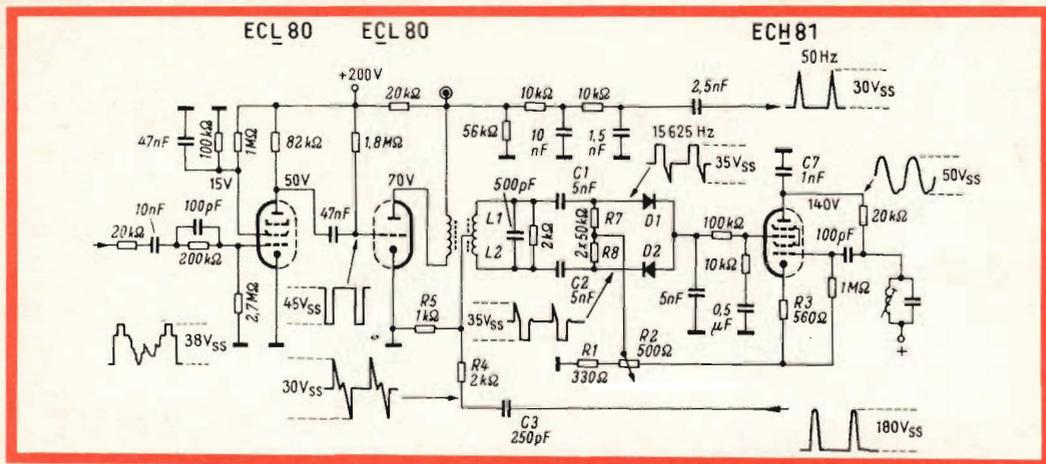



Fig. 19 - Esempio di circuito separatore di sincronismi, di discriminatore di fase e di valvola a reattanza.

vedere quelli di quadro la base dei tempi sarà all'incirca sui 50 Hz. Nel caso non si vedano con l'oscilloscopio questi impulsi, oppure se non si dispone di un oscilloscopio sarà necessario per prima cosa controllare mediante voltmetro le tensioni sui rispettivi elettrodi.

Sulla griglia controllo della separatrice di sincronismi dovrà trovarsi una tensione negativa (circa — 20 . . . — 30 V) che dipende dall'intensità del segnale video applicato in griglia.

Sulla griglia schermo e sull'anodo devono trovarsi tensioni molto basse, rispettivamente + 15 V + 50 V. Sulla griglia controllo del successivo triodo si dovrà riscontrare un potenziale pressochè nullo; sull'anodo si dovranno misurare dai 70 ai 120 V. Se tutti questi controlli risultano negativi, mancherà il sincronismo della riga e del quadro dato che i rispettivi segnali di sincronismo provengono da questa sezione.

Nel caso che manchi il solo sincronismo di quadro si dovranno controllare le costanti RC (gruppi per l'integrazione dei segnali di sincronismo di quadro).

Nel caso manchi il solo sincronismo di riga si controlli il trasformatore, i diodi, i condensatori di accoppiamento e di spianamento. Anche la valvola a reattanza può essere difettosa (ECH 81).

Come funziona il separatore di sincronismo, il discriminatore di fase e la valvola a reattanza

La valvola ECL 80 esplica la funzione di separatrice di sincronismo (fig. 19).

Il segnale video presente sull'anodo della finale video viene applicato alla griglia controllo di questa valvola attraverso un gruppo RC. Agli estremi della resistenza di fuga di griglia, di valore elevato, si forma, per corrente di griglia, una tensione negativa. Un aumento del segnale video ha per conseguenza un aumento della corrente di griglia e quindi un aumento di questa tensione negativa di griglia.

Gli impulsi di sincronismo si manterranno quindi sempre allo stesso livello. Le tensioni applicate all'anodo e alla griglia sono molto basse per cui la valvola comincia a « tagliare », e cioè, a separare i sincronismi anche con tensioni negative di griglia molto basse (corrispondenti a segnali video di basso livello). Tutti questi valori di tensione sono regolati in modo che nella valvola circoli corrente solo in corrispondenza degli impulsi di sincronismo rimanendo quindi escluso tutto il segnale video vero e proprio. I segnali di sincronismo, di forma negativa vengono ulteriormente spianati e « puliti » da eventuali tracce di segnale video dal triodo successivo. Sull'anodo di questo triodo sa-

ranno quindi presenti segnali di sincronismo positivi, « puliti », e sempre della stessa ampiezza.

I segnali di sincronismo di quadro vengono estratti da quelli di riga mediante un gruppo RC, e successivamente « integrati » mediante altri gruppetti RC.

I segnali di sincronismo di riga pervengono al discriminatore di fase attraverso un trasformatore per impulsi. Agli estremi degli avvolgimenti L_1 e L_2 tali impulsi si ritrovano in opposizione di fase mentre al centro del secondario di questo trasformatore vengono contemporaneamente applicati gli impulsi di ritorno di riga provenienti dal trasformatore di uscita e previamente « differenziati ».

In condizioni di perfetto sincronismo, i due impulsi (in opposizione di fase) vengono a trovarsi al centro dell'impulso differenziato che serve da confronto.

Dopo il raddrizzamento effettuato dai diodi si avrà quindi una tensione continua risultante con valore nullo.

Se invece l'oscillatore orizzontale ha una frequenza maggiore o minore di quella degli impulsi di sincronismo, questi verranno ancora a trovarsi in opposizione di fase sul fianco dell'impulso differenziato di confronto (ha la forma di un dente di sega) ma essendo spostati rispetto alla posizione centrale di questo produrranno sui diodi due tensioni di differente valore con la naturale conseguenza che, a causa della particolare disposizione del circuito discriminatore, si avrà una tensione risultante che sarà o positiva o negativa; questa tensione viene portata alla griglia della valvola a reattanza che riporterà la frequenza dell'oscillatore in sincronismo con quella degli impulsi trasmessi.

Per la regolazione manuale della frequenza di riga viene impiegato il potenziometro R_2 (fig. 19) che varia la tensione applicata tra i resistori R_7 e R_8 e quindi la tensione continua di regolazione della frequenza dell'oscillatore.

La valvola a reattanza funziona come un'induttanza fittizia che viene a trovarsi in parallelo a quella del circuito oscillante dell'oscillatore di riga (fig. 20). La corrente I_a circolante nella valvola risulta in fase con la tensione di pilotaggio V_g dell'oscillatore. La tensione anodica V_a invece, come in un normale amplificatore con catodo a massa, è sfasata di 180° rispetto alla tensione applicata all'ingresso. Questa tensione anodica V_a è presente anche ai capi del condensatore C_7. Essa fa circolare quindi in esso una corrente I_c che, secondo la nota regola, risulta sfasata di 90° rispetto alla tensione V_a. La corrente risultante I è quindi in anticipo rispetto alla tensione di griglia V_g e con ciò la tensione che determina la frequenza di oscillazione dell'oscillatore di riga è in ritardo di circa 90'. Il circuito si comporta quindi come un'induttanza che viene a trovarsi in parallelo al circuito oscillante vero e proprio. Se la tensione di regolazione assume valori positivi I_a aumenta di valore; ma allora anche la corrente I (fig. 21) aumenta di valore l'« induttanza » della valvola diminuisce e conseguentemente la frequenza dell'oscillatore di riga aumenta.

8a) L'immagine è troppo grande o troppo piccola oppure non è lineare.

In generale si tratta di difetto dovuto ad una valvola; si sostituisca la PCL 82. Se con la sostituzione della valvola il difetto persiste, si controlli la tensione di alimentazione; dovrebbe ammontare a 300 V secondo lo schema indicato in figura 17, ma l'esatto valore dipende dal potenziometro semifisso R_5. Si dovranno inoltre controllare la resistenza di carico R_1 e il condensatore di carica C_1 dell'oscillatore bloccato. Se tutto ciò e a posto, la causa dovrà essere trovata nello stadio finale di quadro (paragrafo 6).

I difetti di non-linearità sono invece da ricercarsi in un circuito di controreazione tra l'anodo e la griglia dello stadio finale

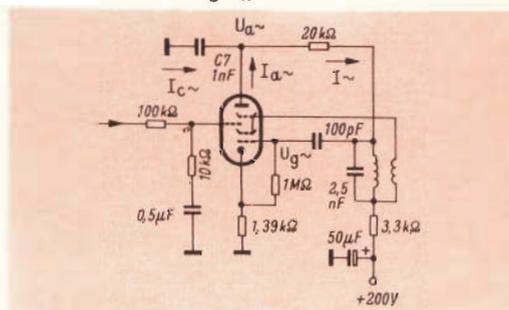



Fig. 20 - Schema elettrico del circuito della valvola a reattanza.

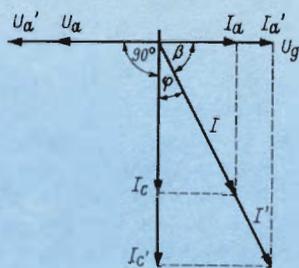



Fig. 21 - Relazioni vettoriali tra corrente e tensione nel circuito di una valvola a reattanza.

di quadro; sono questi elementi (resistenze e condensatori) che influiscono in grande misura sulla linearità della corrente del dente di sega.

8b) Immagine troppo stretta o troppo larga.

La causa di questo difetto risiede principalmente nello stadio finale di riga. In molti casi trattasi della finale PL 36 (PL 500) o del diodo ricuperatore PY 88 (PY 81) difettosi. Si dovranno inoltre controllare le tensioni di alimentazione di queste valvole e il valore della tensione « rialzata » (paragrafo 5).

9a) Immagine troppo luminosa o troppo scura.

A meno che non si sia certi che il cinescopio è in ottime condizioni di funzionamento, il difetto va ricercato in una errata tensione di alimentazione del medesimo. Se l'immagine è troppo luminosa, si dovrà controllare la tensione esistente tra catodo e griglia che evidentemente sarà di basso valore. Una delle due tensioni, e cioè o quella applicata al catodo o quella applicata alla griglia devono essere variabili ($V_k \approx 150$ V oppure $V_g \approx 100$ V), e tale regolazione è effettuata dal regolatore di luminosità. Può anche darsi che si sia verificato un corto circuito tra catodo e griglia del cinescopio.

Quando l'immagine è scura, le cause possono essere svariate. Nei cinescopi a focalizzazione magnetica (la cui sigla inizia con MW . . .) e in genere nei cinescopi muniti di trappola ionica, il difetto può essere dovuto a quest'ultima la quale può essere stata mossa dalla sua posizione originale. Diversamente si facciano i controlli indicati nel paragrafo 5a. Si dovrà inoltre controllare il valore dell'EAT, che, a seconda del tipo di televisore, può avere il valore di 16 kV o 18 kV. Se non si dispone di una sonda per misura dell'EAT, si controlli il valore della tensione « rialzata »; il suo valore deve oscillare intorno ai 600 V e la sua diminuzione o aumento è direttamente proporzionale al valore dell'EAT. Si sostituisca infine la raddrizzatrice dell'EAT DY 86. Possono all'occasione essere sostituite anche la finale di riga e il diodo recuperatore. Anche una bassa tensione di alimentazione su quest'ultimo può causare il sopraccennato difetto.

9b) Contrasto debole

La causa è una mancanza di amplificazione del segnale video. Si controlli con l'oscilloscopio il segnale video sulla griglia controllo della finale video, che deve avere un valore di circa 4,5 $V_{p.p.}$ Sul catodo del cinescopio, a seconda della posizione della manopola del contrasto, tale tensione deve avere un valore di circa 40 $V_{p.p.}$ (vedi i paragrafi 4b e fig. 8).

10) « Neve » sull'immagine

Per prima cosa si dovrà controllare se ai morsetti del selettore di canali arriva dall'antenna un livello di segnale sufficiente. Se ciò si verifica si controllino le tensioni che arrivano al selettore; l'amplificatore della frequenza intermedia lavora in questo caso normalmente, diversamente non si vedrebbe l'effetto « neve ». Di solito il difetto è dovuto ad un'eccessiva tensione C.A.G. applicata alla griglia della valvola amplificatrice del segnale RF. Si sostituisca la valvola e si controllino le sue tensioni di alimentazione.

10a) Immagine metà bianca e metà nera.

È il classico caso di modulazione del segnale da parte della tensione diretta.

Fig. 22 - Effetti della frequenza di rete nella base dei tempi di riga.

Di solito si tratta di una valvola nella quale il filamento è andato in cortocircuito con il catodo. Ciò può avvenire, in tutte le valvole incluse nella catena di amplificazione del segnale video, dal selettore di canali alla finale video, compreso il cinescopio. Può inoltre anche essere dovuto alla tensione di rete che « infetta » la tensione C.A.G. È un difetto questo che con l'oscilloscopio è facile da rilevare dato che la tensione di rete (50 Hz) è facilmente visibile quando viene sovrapposta ad una tensione continua. Se è un filamento in cortocircuito con il catodo, si comincia dall'amplificatore video, e via via si sostituiscono le valvole della catena di amplificazione video, fino all'individuazione della valvola difettosa. La tensione di rete può penetrare nella catena di amplificazione video anche attraverso una tensione anodica non sufficientemente livellata. Questo difetto infine (che gli americani chiamano « hum ») può essere causato anche da un resistore di fuga di griglia non collegato a massa.

10b) Immagine distorta nel senso verticale.

Anche in questo caso si tratta della tensione di rete che, questa volta è penetrata nella base dei tempi di riga. Se la deformazione ha l'aspetto della fig. 22 (sinistra), il difetto si trova nello stadio finale di riga (valvola finale di riga con filamento in corto con il catodo). In alcuni apparecchi, dove si trova una valvola per la stabilizzazione dell'EAT e dell'ampiezza orizzontale, la causa può essere dovuta ad un analogo corto-circuito in questa valvola.

Se la deformazione assume l'aspetto della fig. 22 (a destra), allora significa che la tensione di rete è penetrata nel discriminatore per il controllo della frequenza di riga, oppure nella valvola a reattanza. Trattasi quasi sempre di corto-circuiti tra filamento e catodo.

10c) Suono nell'immagine

Questo difetto è caratterizzato da barre orizzontali che si riproducono al ritmo della trasmissione del suono. Si regoli innanzitutto la sintonia-fine. Se l'inconveniente permane si tari la trappola a 5,5 MHz posta nel circuito della finale video (paragrafo 5 fig. 9). Se anche ciò non giova, si controlli la curva di risposta della frequenza intermedia video, osservando se la portante audio si trovi esattamente nell'incurvatura prodotta dalla trappola audio presente nell'amplificatore F.I. video. Diversamente si ritari la frequenza intermedia (paragrafo 2 fig. 5).

Terminiamo così questi semplici appunti basati sull'esperienza di chi quotidianamente è chiamato a riparare televisori delle più svariate marche e provenienze.

Potevano essere dette cose più precise e più dettagliate, ma allora avremmo dovuto fare addirittura un volume; il nostro scopo invece era quello di condensare in poche pagine « il nocciolo » delle cognizioni che deve avere un riparatore di televisori.

A. Marucci

Una nuova società, specializzata nei noleggi a breve termine di apparecchiature scientifiche, la Scientific Rentals Ltd., è stata fondata dalla Electronic Instruments Ltd. di Richmond, Surrey. Lo scopo di questa nuova società è di venire incontro alla domanda, che si incontra molto di frequente nei lavori di progettazione e ricerca, nei quali il numero ed il tipo di strumenti richiesti di volta in volta può variare.
Inizialmente, l'apparecchiatura comprenderà strumenti per la misura del pH, elettrometri, strumenti per la misura delle resistenze e dell'isolamento, e rivelatori di radiazioni. Il servizio sarà eventualmente ampliato per venire incontro alle richieste di altri strumenti scientifici.

DECODER

F.C.C. MULTIPLEX
model UZ 42

Consente, in unione ad un ricevitore o sintonizzatore FM e ad un impianto di riproduzione stereo in bassa frequenza, una perfetta ricezione delle trasmissioni RAI in stereofonia.

CARATTERISTICHE TECNICHE:

Risposta di frequenza: 30 ÷ 18.000 Hz (± 3 dB)
Sensibilità: 90 mV minimo per rigenerare 38 kHz
Rapporto segnale-disturbo: 50 dB
Separazione canali: ≥ 30 dB da 50 a 10.000 Hz
≥ 25 dB da 10 a 15 kHz
Distorsione stereo: ≤ 0,4 %
Distorsione mono: ≤ 2,5 %
Impedenza d'ingresso: 50 kΩ
Impedenza d'uscita: 5 kΩ
Semiconduttori impiegati: 12
Commutazione mono-stereo: automatica
Segnalazione stereo: con indicatore ottico frontale
Alimentazione: 110 ÷ 220 Vca - 50/60 Hz

Altri dati li potrete trovare nel numero 10-1965 di Selezione Radio-TV.

PREZZO DELL'APPARATO: Scatola di montaggio SM/414 L. 17.900
montato Z/714 L. 19.500

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI

(cont. dal N. 8-1965)

LA INTERPRETAZIONE DEI SIMBOLI CHE COMPAIONO NELLE TABELLE SI PUÒ TROVARE NEL N. 2-1965

SPIEGAZIONE DELLE SIGLE DEI COSTRUTTORI

GIC = General Instrument
NTLB = Newmarket Transistor
SYL = Sylvania Semiconductor
ETC = Electronic Transistor Corp.
NECJ = Nippon Electric
KOKJ = Kobe Kogyo Corp.
PHIN = Philips Gloeilampenfabrieken
HITJ = Hitachi Ltd.
CSF = (COSEM) Cie Generale des Semiconducteurs
TIIB = Texas Instruments Ltd.
TII = Texas Instruments
RCA = Radio Corp. of America
TSAJ = Tokyo Sanyo Electric Co.
MATJ = Matsushita Electrics Corp.
TOSJ = Tokyo Shibaura Electric
WEC = Western Electric Co.
NONE = Non identificato
MOTA = Motorola Semiconductor
SSD = Sperry Semiconductor Div.
TEC = Transitron Electronic Corp.
CRY = Crystalonics
NAS = National Semiconductor Corp.
SIHG = Siemens and Halske
SPR = Sprague Electric
SONY = SONY Corp.

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e delle massima frequenza (MHz)

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera / MASSIMA TEMPERATURA (°C/mW)	VALORI LIMITE 25°C: BVCBO (V)	VALORI LIMITE 25°C: BVCEO ∅-BVCES §-BVCER (V)	VALORI LIMITE 25°C: BVEBO (V)	VALORI LIMITE 25°C: Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (µA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C — POLARIZZAZIONE: VCB ∅-VCE (V)	POLARIZZAZIONE: IE ∅-IC Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE: hoe (µmho)	EMETTITORE COMUNE: hie (ohm)	EMETTITORE COMUNE: hre (×10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2N647	100		.50∅A	25	25	12	50	14	1.0∅	50∅	70†					A	RCA
2N649	100		.50∅A	20	18	2.5	50	14∅	1.0∅	50∅	65†					A	RCA
2N1366	100	2.50Δ	.60	12	18§		10	15	6.0∅	1.0	10				11	FAΔ	ETC
2N1367	100	2.50Δ	.60	12	18§		10	15	1.0∅	10∅	20†Δ				11	FAΔ	ETC
2N182	100	3.80	.50∅	25		15			6.0	1.0	25				10	A	ETC
2SC34	100	5.00	.50∅J	20		20	200	3.0∅		200	30†					A	MATJ
2N183	100	7.50	2.0∅	25		15			6.0	1.0	40				10	A	ETC
2N439	100	7.50	.60#J	25		25	300	10	1.0∅	50∅	45	b1.0	27	4.0	9.0	A	ETC
2SC35	100	10.0	.50∅J	20		20	200	3.0∅		200	60†					A	MATJ
2SC50	100	12.0	.50∅J	20		20	200	3.0∅	6.0∅	1.0	45					A	MATJ
2N184	100	15.0	2.0∅	25		15			6.0	1.0	60				10	A	ETC
2SC36	100	15.0	.50∅J	20		20	200	3.0∅		200	100†					A	MATJ
2SD25	110	1.00	∅J	25	25§	10	100	14∅	1.0∅	50∅	70†					A	NECJ
2SD43A	110	1.00		45	45	12	150	14∅	1.0∅	50∅	70†					A	TOSJ
2SD66	120	.80	∅J	25	20§		100	15	1.0∅	10∅	25†	b.25	28	1.2	35	A†	SONY
2N1310	120	1.00	.50#S	90		20		25	5.0	1.0	35	b1.0	35	5.0	11	†	GIC
2N1310	120	1.00Δ	.50#S	90	90#	20		25	.25∅	20∅	30†Δ	b 2⧄		15⧄		A	GIC
2N1622	120	1.00	.50#S	90		20		7.0∅	.25∅	5.0	40†Δ	b 2⧄		15⧄			GIC
2SD61	120	1.00	∅J	30	25§	10	100	10	1.0∅	10∅	50†	b.25	28	1.2	35	A∅	SONY
2SD62	120	1.00	∅J	30	25§	10	100	10	1.0∅	10∅	50†	b.25	28	1.2	35	AΔ	SONY
2SD63	120	1.00	∅J	25	20§		100	10	1.0∅	10∅	50†				35	A	SONY
2SD64	120	1.00	∅J	25	20§		100	15	1.0∅	10∅	100†	b.25	28	1.2	35	A†	SONY
2SD65	120	1.00	∅J	25	20§		100	15	1.0∅	10∅	50†	b.25	28	1.2	35	A†	SONY
2N1311	120	1.50	.50#S	75		20		25	5.0	1.0	30	b1.0	35	5.0	11	†	GIC
2N1312	120	2.00	.50#S	50		20		25	5.0	1.0	40	b1.0	35	5.0	11	†	GIC
2N1672	120	2.00Δ	.50	40		10		25	5.0∅	1.0	50		2.0K			A	GIC
2N1672A	120	2.00	.50#S	40		10			5.0∅	1.0	20†Δ		2400				GIC
2SC89 ⧄	120	3.00	.50#J	15					.20	20	20Δ†				25		HITJ
2SC179 ⧄	120	3.00	.50#J	25		20	200	25	.20∅	20	20Δ†				25		HITJ
2N585 ⧄	120	5.00	.34∅A	25	15	20	200	8.0∅	.20∅	20∅	40†				17	A	RCA
2SC90 ⧄	120	5.00	.50#J	25		20	400	25	.30	200	20Δ†				25		HITJ
2SC180 ⧄	120	5.00	.50#J	25		20	400	25	.30∅	200	20Δ†				25		HITJ
2N1090 ⧄	120	7.00	#A	25	15	20	400	25	.20∅	20∅	50†				17	A	RCA
2SC91 ⧄	120	10.0	.50#J	25		20	400	25	.30	200	20Δ†				25		HITJ
2SC181 ⧄	120	10.0	.50#J	25		20	400	25	.30∅	200	20Δ†				25		HITJ
2N1091 ⧄	120	13.0	#A	25	12	20	400	25	.20∅	20∅	70†				17	A	RCA
GT1608	125	4.50	.50#S						5.0∅	1.0					14	A	GIC
GT1609	125	5.00Δ	.50#S						5.0∅	1.0					14	A	GIC
OC141	130	9.00	.50∅J	20	20	20	200	3.0∅	0.0	15	100Δ				30⧄	AΔ	PHIN
OC139	140	3.5∅Δ	.35∅J	20	20	20	250		0.0	15	40†				20	AΔ	PHIN
OC140	140	4.5∅Δ	.35∅J	20	20	20	400		0.0	15	75†				20	AΔ	PHIN
2N312	150		.50#S	15		15		60	5.0∅	10	50†	b.50				AΔ	ETC
2N358A ⧄	150		.50#S	30	15	20		25	.25∅	300∅	25†Δ						GIC
2N1891	150		.50#	25		25	300	5.0	.15	100	25						ETC
2SC71	150		#S						.50∅	100∅	100†						TOSJ
2SC72	150		#S						.50∅	100∅	100†						TOSJ
2SD19	150		#J	25		10	300	12∅	1.0∅	20∅	31†					A	NECJ
2SD20	150		#J	25		10	300	12∅	1.0∅	20∅	50†					A	NECJ
2SD21	150		#J	25		10	300	12∅	1.0∅	20∅	72†					A	NECJ
2SD22	150		#J	25		10	300	12∅	1.0∅	20∅	97†					A	NECJ
2SD23	150		#J	25		10	300	12∅	1.0∅	20∅	150†					A	NECJ
2SD33	150		#J	20		2.5	50	14∅	9.0	1.0∅	70†					A	KOKJ
2SD37	150		#J	30		12	50	14	12	1.0∅	70†					A	KOKJ
GT229	150		.50#S	12			200	20	5.0∅	1.0	20	b.50	30			A	GIC
GT903	150		.50#S	20		10	200	25	.20∅	1.0Δ	53†	b.50			16	AΔ	GIC
GT905	150		.50#S	20			500	25	.20∅	1.0Δ	30†	b.50			16	A	GIC
GT947	150		.50#S	15		10	200	25	.20∅	1.0Δ	40†	b.50			16	AΔ	GIC
GT2884	150		.40#J	9.0	6.0∅	9.0		50	6.0∅	1.0	100				20	FA	GIC
GT2886	150		.40#J	9.0	6.0∅	9.0		50	6.0∅	1.0	200				20	FA	GIC
GT2888	150		.40#J	9.0	6.0∅	7.0		50	6.0∅	1.0	250				20	FA	GIC
NKT774	150		.40#J	15	15∅	5.0	300	15∅	1.5	200	25†Δ						NTLB
SYL1380	150		∅J	25			200	32								A	SYL
2N1251	150	.075Δ	.40#J	20	15§	10	100	50	6.0∅	1.0	150					A	SYL
2N444	150	.50Δ	.60#J	15		10		25	4.5∅	1.0	15	b.50	30	1.6	16	A	ETC
2N444A	150	.50Δ	.50#S	40		10		25	.25∅	20	30†	b.50	30	1.6	14	AΔ	GIC
GT949	150	.70Δ	.50#S	30			200	25	3.5∅	1.0Δ	30	b.50			16	AΔ	GIC
2N35	150	.80	.40∅J	40			100	50	6.0∅	1.0∅	75	30	2500	6.0		A	ETC
GT364	150	1.00	.50#S	30		2.0		10	5.0∅	1.0	20	b.50	50	3.5	18	A	GIC
GT365	150	1.00	.50#S	30		2.0		10	5.0∅	1.0	40	b.50	50	3.5	18	A	GIC

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz) **30**

				VALORI LIMITE 25°C					PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C								
									POLARIZZAZIONE			EMETTITORE COMUNE					
TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera MASSIMA TEMPERATURA (°C/mW)	BVCBO (V)	BVCEO Ø-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (µA)	VCB Ø-VCE (V)	IE Ø-IC Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	hoe (µmho)	hie (ohm)	hre (×10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
GT366	150	1.00	.50#S	30		2.0		10	5.0Ø	1.0	100	b.50	50	3.5	18	A	GIC
NKT751	150	1.50	.40#J	15	15Ø	10	200	50	1.5Ø	50Ø	30†Δ					A	NTLB
NKT752	150	1.50	.40#J	15	15Ø	10	100	50	4.5Ø	1.0Ø	30†Δ					A	NTLB
2N94	150	2.00Δ	.40#J	20	20§		100	50	6.0Ø	1.0Ø	50†				100	A	SYL
2N233	150	2.00Δ	.66#J	10	10	5.0	100	50	6.0Ø	1.0	3.5Δ				11	A	SYL
2N233A	150	2.00Δ	.66#J	18	18§	5.0	100	50	6.0Ø	1.0Ø	15				11	A	SYL
2N445	150	2.00Δ	.60#J	15		10		25	4.5Ø	1.0	35	b.50	28	2.0	16	A	ETC
2N445A	150	2.00Δ	.50#S	30		10		25	.25Ø	20	90†	b.50	28	2.0	14	AΔ	GIC
NKT701	150	2.00	.40#J	25			100			1.0Ø	100					A	NTLB
NKT703	150	2.00	.40#J	25	25Ø	15	200	50	1.5Ø	50Ø	50†Δ					A	NTLB
NKT713	150	2.00	.37	25	25Ø	15	200	50	1.5Ø	50	100†					A	NTLB
NKT773	150	2.00	.40	15	15Ø	5.0	300	50	1.5Ø	200	100†						NTLB
2N364	150	2.50	.50ØS	30		2.0	50	10	5.0	1.0	15	b.10	55	.90	10	G	ETC
2SD11	150	2.50	.40ØJ	25		15	300	10	1.0Ø	20Ø	70†					A	NECJ
2SD195	150	2.50Δ	#J	20	15§	15	50	14Ø	1.0Ø	50Ø	70†					AΔ	KOKJ
2N193	150	3.00	.40#J	18	18§	5.0	50	50	6.0Ø	1.0	7.5				11	A	SYL
2N356 ⍁	150	3.00	.50#S	20		20	500	25	.25Ø	100	30†	b.50			14	A	GIC
2N356A ⍁	150	3.00	.50#S	30		20	500	25	.25Ø	100	35†	b.50			14	A	GIC
2N365	150	3.00	.50ØS	30		2.0	50	10	5.0	1.0	34	b.10	55	.90	10	G	ETC
2N679 ⍁	150	3.00	.40#J	25				25	.50Ø	3.0Ø	30†					A	SYL
2N1012 ⍁	150	3.00Δ	.50#S	40	22	35		25	.25Ø	100	40†Δ	b.50			20⍁	A	GIC
2N1302 ⍁	150	3.00Δ	.40#S	25	25	25	300	6.0	1.0Ø	10Ø	20†Δ				20⍁	A	PHIN
N2N1302 ⍁	150	3.00Δ	.40#S	25	25#	25	300	6.0	1.0Ø	10Ø	20†Δ				20⍁		GIC
2N1391	150	3.00Δ	.50#S	25		15		4.0Ø	5.0Ø	1.0	70	b.50	28	2.0	14	A	GIC
2N1993 ⍁	150	3.00Δ	.50#J	30	18	30	300	10Ø	1.0Ø	10Ø	50Δ				20⍁	A	SYL
2N366	150	3.50	.50ØS	30		2.0	50	10	5.0	1.0	95	b.10	55	.90	10	G	ETC
2N438 ⍁	150	3.75	.50#J	30	25	25	300	6.0	1.0Ø	50	25	b1.0	27	4.0	15	A	ETC
2N438A	150	3.75	.40#J	25		25	300	10	1.0Ø	50Ø	25	b1.0	27	4.0	9.0	A	ETC
2N212	150	4.00Δ	1.0#A	18	18	5.0	100	50	6.0Ø	1.0Ø	20				10	A	SYL
2SD75	150	4.00		25		12	100	14	6.0Ø	1.0	40	15.8	1260	3.0		A	HITJ
2SD75A	150	4.00		45		12	100	25	6.0Ø	1.0	40	15.8	1260	3.0		A	HITJ
2SD77	150	4.00		25		12	100	14	1.5Ø	50	85					A	HITJ
2SD77A	150	4.00		45		12	100	25	1.5Ø	50	85					A	HITJ
GT904	150	4.00	.50#S	20			200	25	.20Ø	1.0Δ	30†	b.50			16	AΔ	GIC
GT948	150	4.00Δ	.50#S	20		5.0	200	20	3.5Ø	1.0Δ	30†	b.50				AΔ	GIC
2N94A	150	5.00Δ	.40#J	20	20§		100	50	6.0Ø	1.0Ø	20				§##	A	SYL
2N388	150	5.00Δ	.50#J	25	20	15	200	20Ø	1.0Ø	30Ø	60†Δ				25⍁	A	GIC
2N446	150	5.00Δ	.60#J	15		10		25	4.5Ø	1.0	60	b.50	28	3.0	16	A	ETC
2N446A	150	5.00Δ	.50#S	30		10		25	.25Ø	20	150†	b.50	28	3.0	14	AΔ	GIC
2N1299	150	5.00	.50#J	40						50	110					A	SYL
2N1304 ⍁	150	5.00Δ	.40#S	25	20	25	300	6.0	1.0Ø	10Ø	40†Δ				20⍁	A	PHIN
N2N1304 ⍁	150	5.00Δ	.40#S	25	20#	25	300	6.0	1.0Ø	10Ø	40†Δ				20⍁		GIC
GT167	150	5.00Δ	.50#S	25		15		25	1.0Ø	8.0	25†	b.50	28	3.0	16	AΔ	GIC
GT2768	150	5.00	.40#J	40	10			25	5.0Ø	1.0	75				15	FA	GIC
SFT184	150	5.0§Δ	.40#J	15	15		100	5.0	6.0Ø	1.0Ø	60Δ				20	A	CSF
2N357 ⍁	150	6.00	.50#S	20		20	500	25	.25Ø	200	30†	b.50			14	A	GIC
2N357A ⍁	150	6.00	.50#S	30		20	500	25	.25Ø	200	40†	b.50			14	A	GIC
2N377 ⍁	150	6.00	.50#J	25	20§	15	200	10	.50Ø	30Ø	40†				15	A	SYL
2N377A	150	6.00	.50#J	40		15	200	40	.50Ø	30	40†					A	SYL
2N385	150	6.00	.50#J	25	25§	15	200	10	.75Ø	30	60†				15	AΔ	SYL
GT2765	150	6.00	.40#J	40	20			25	5.0Ø	1.0	30				15	FA	GIC
GT2906	150	6.00	.40#J	20	15§	15	300	25	.25Ø	300Ø	30†				15	FA	GIC
2N1000 ⍁	150	7.00Δ	.50#S	40	25	40		15	.50Ø	100	35†	b.50			20⍁	A	GIC
2N439A	150	7.50	.40#J	25		25	300	10	1.0Ø	50Ø	45	b1.0	27	4.0	9.0	AΔ	ETC
2N385A	150	8.00	.50#J	40	15	15	200	40	.50Ø	30	70†				20⍁	AΔ	SYL
2N634	150	8.00	.40#	20	15	15	300	15	.75Ø	200Ø	15†Δ				12	A	ETC
2N634A	150	8.00	.40#	25	20§	25	300	6.0Ø	1.0	10Ø	55†				12	A	ETC
2N1624 ⍁	150	8.00	.50#J	25		15		1.0	.50Ø	30	120†				24	A	GIC
2N2085	150	8.00	.50#	33			500	5.0Ø	.25Ø	10	100				20	A	GIC
GT2766	150	8.00	.40#J	15	9.0			25	5.0Ø	1.0	23				15	FA	GIC
GT2767	150	8.00	.40#J	40	15			25	5.0Ø	1.0	20				15	FA	GIC
2N358 ⍁	150	9.00	.50#S	20		20	500	25	.25Ø	300	30†	b.50			14	A	GIC
2N358A	150	9.00	.50#S	30		20		5.0	.25Ø	300	40†	b.50			14	AΔ	GIC
2N447	150	9.00Δ	.60#J	15		10		25	4.5Ø	1.0	125	b.50	27	6.0	16	A	ETC
2N447A	150	9.00Δ	.50#S	30		10		25	.25Ø	20	200†	b.50	27	6.0	14	AΔ	GIC
2N447B	150	9.00Δ	.50#S	25		10		4.0Ø	5.0Ø	1.0	200	b.50	27	6.0	14		GIC
2N440 ⍁	150	10.0Δ	.50#J	30	15	25	300	10	1.0Ø	50	40†	b1.0	27	4.0	15⍁	A	ETC
2N440A	150	10.0	.40#J	25		25	300	10	1.0Ø	50Ø	70	b1.0	27	4.0	9.0	AΔ	ETC
2N1114	150	10.0	.50#J	25		15	200	30	120Ø	20Ø	110†					A	ETC

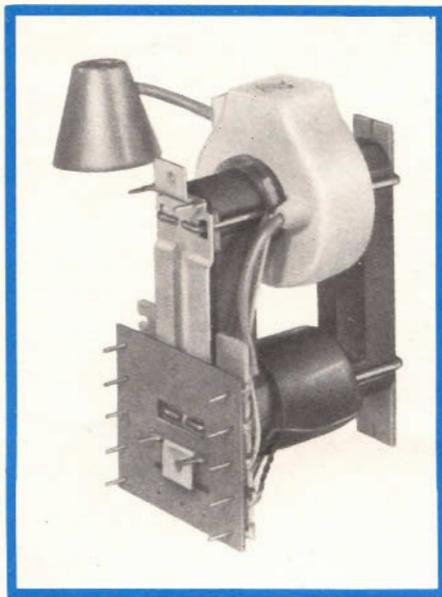
DATI TECNICI DEI TRANSISTORI NPN AL GERMANIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz)

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libera (°C/mw) / MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C BVCBO (V)	BVCEO ∅-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (µA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C POLARIZZAZIONE VCB ∅-VCE (V)	IE ∅-Ic Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2N1306 ⍁	150	10.0Δ	.40#S	25	15	25	300	6.0	1.0∅	10∅	60†Δ				20⍁	A	PHIN
N2N1306 ⍁	150	10.0Δ	.40#S	25	15#	25	300	6.0	1.0∅	10∅	60†Δ				20⍁		GIC
2S003	150	10.0Δ	1.3§J	45		1.0	25	.03∅	5.0	1.0	25	b.40	42	20	7.0	G	TIIB
2N388A ⍁	150	12.0	.50#	40		15	200	40	.50	30∅	120					A	SYL
2N635	150	12.0	.40#	20	15	15	300	15	.75∅	200∅	25†Δ				12	A	ETC
2N635A	150	12.5	.40#	25	20§	25	300	6.0∅	1.0	10∅	100†				12	A	ETC
2N1605	150	14.0	.50#J	25	24	12	100	5.0∅	.25∅	20∅	125†				13	A	SYL
2N1808	150	14.0	.40#J	25	25	20	300	5.0∅	.25∅	20∅	125†				13	A	TII
2N388 ⍁	150	15.0	.50#J	25	20	15	200	10	.50∅	30	150†				15	A	SYL
2N1308 ⍁	150	15.0Δ	.40#S	25	15	25	300	6.0	1.0∅	10∅	80†Δ				20⍁	A	PHIN
N2N1308 ⍁	150	15.0Δ	.40#S	25	15#	25	300	6.0	1.0∅	10∅	80†Δ				20⍁		GIC
SFT298 ⍁	150	15.0	.40#J	30		20	500	10	.45∅	350∅	35†Δ				25⍁	A	CSF
2N636	150	17.0	.40#	20	15	15	300	15	.75∅	200∅	35†Δ				12	A	ETC
2N636A	150	17.0	.40#	25	15§	25	300	6.0∅	1.0	10∅	190†				12	A	ETC
2N797 ⍁	150	600§Δ	.50#	20	7.0	4.0	150	100	.50∅	50∅	85†				3.0	ME	TII
2N2482	150	600§Δ	.50#J	20	12	3.0	100	100	6.0∅	2.0	25†Δ				4.5	ME∅	RCA ∅
2N955 ⍁	150	1000§	.75#J	12	11	2.0	100	5.0∅	.50	30∅	60†				4.0	ME	RCA
2N955A ⍁	150	1000§	.50#J	12		2.0	150	5.0	.50∅	30∅	50†				6⍁	ME	RCA
2N647/22	180		.33#J	25	25	12	50	14	1.0∅	50∅	70†					A	SYL
2N649/22	180		.33#J	2[illegible]	18	2.5	50	14∅	1.0∅	50∅	65†					A	SYL
2N2354	180		.33#S	20	15§	10	150	50	1.5∅	35	50†Δ						SYL
2N1059	180	.01Δ	.33#J	20	15§	10	100	50	1.5∅	35∅	75†					A	SYL
2N1101	180	.01Δ	.33#J	20			100	50	1.5∅	35∅	45					AΔ	SYL
2N1102	180	.01Δ	.33#J	40			100	50	1.5∅	35∅	45					AΔ	SYL
2N1431	180	.01Δ	.27∅J	20	15	10	100	50	1.5∅	35∅	112†					A	SYL
2N214A	180	.10	.33 J	40	25	10	100	50	1.5∅	35∅	100	50	500	10	28	A	ETC
2N213A	180	.15	.40∅J	40	25§	10	100	50	6.0∅	1.0∅	185	50⍁	5500	10		A	SYL
2N228	180	.60	.3[illegible]#J	40	15§	10	100	100	6.0∅	1.0∅	80		2300			A	SYL
2N229	180	.60Δ	.[illegible]3#J	10	10§	20	100	100	6.0∅	1.0∅	75					A	SYL
2N306	180	.60Δ	.33#J	20	15§	10	100	50	6.0∅	1.0∅	75					A	SYL
2N214	180	.80	.33#J	40	25	10	100	50	1.5∅	35∅	75†	50⍁	500	10⍁	28	A	SYL
2N213	180	3.00	.40#	40	25§	10	100	50	6.0∅	1.0∅	80	50⍁	5500	10		A	SYL
2N587	200		.40#J	40	30	40	200	10	.35∅	200∅	20Δ				30⍁	AΔ	SYL
2SD186	200			20			150	15	1.5∅	10∅	150					A	TSAJ
2SD187	200			25			150	15	1.5∅	30∅	150					A	TSAJ
AC172	200	2.50§	.37#	32	32	10	10	10	5.0	.50	45Δ					A	PHIN
2N1605A	200	6.00	.38#	40		12	100	10	.25∅	20	60†				15	AΔ	SYL
2N576 ⍁	200	8.00	.37#J	20		15	400	10	.40∅	400∅	30†				15	A	SYL
2N576A ⍁	200	8.00	.37#J	40		15	400	40	.40∅	400∅	30†				15	A	SYL
2SD178	225	1.50	.22∅J	20		6.0	300	27∅	.50	300	90					A	MATJ
2SD178A	225	1.50	.22∅J	40		6.0	300	27∅	.50	300	90					A	MATJ
2SD34	250		.24#J	20	15§	2.5	150	14∅	1.0∅	150∅	100					A	KOKJ
2SD38	250		.24#J	30	20§	12	150	16	1.0∅	150∅	75					A	KOKJ
2SD100	250			32	32§	12	400		1.0∅	150∅	75†					A	TOSJ
2SD101	250			80	80§	6.0	600	50	1.0∅	150∅	70†					A	TOSJ
2SD193	250		∅J	35		12	400	500	1.0∅	150∅	100†					A	TOSJ
2SD100A	250	1.50		45	45§	12	400	40∅	1.0∅	150∅	75†					A	TOSJ
2N1173 ⍁	250	6.00	.30#J	35		35	200	10∅	10∅	.50∅	80	b.19	56	7.0	20	A∅	WEC
2N1173 ⍁	250	6.00	.30#S	35	20	35	200	10∅	1.0∅	10	50†Δ				25⍁		NONE
2N1473	250	8.00	.24#J	40	40§	15	400	5.0∅	.60∅	400	50†				15	A	SYL
2N2430	280	2.50§	.37#	32	32	10	200	10	0.0	50	115						PHIN
AC127	280	2.50§	.37∅J	32	12	10	300	500	0.0	50	115					A	PHIN
2SD30	300			25			200	15	1.5∅	100	150					A	TSAJ
ASY73	500	4.0§Δ	.35#	30	20	30	400	3.0	0.0	.05	25†Δ					A	PHIN
ASY74	500	6.0§Δ	.35#	30	20	30	400	3.0	0.0	.05	40†Δ					A	PHIN
ASY75	500	10§Δ	.35#	30	20	30	400	3.0	0.0	.05	65†Δ					A	PHIN
2N2568	1000∅	1400§Δ	.08#S	32	15	1.0	100		5.0∅	40∅	10†Δ				3⍁		MOTA

DATI TECNICI DEI TRANSISTORI PNP AL SILICIO

disposti in ordine della massima dissipazione al collettore (mW) e della massima frequenza (MHz) **32**

TIPO	MAX. DISS. COLL. in aria libera a 25° C Pc (mW)	Frequenza di Taglio fαb (MHz)	Resistenza Termica in aria libero (°C/mW) · MASSIMA TEMPERATURA	VALORI LIMITE 25°C: BVCBO (V)	BVCEO ∅-BVCES §-BVCER (V)	BVEBO (V)	Ic (mA)	ICBO Max. con VCB max. a 25 °C (µA)	PARAMETRI "h" CARATTERISTICI 25 °C – POLARIZZAZIONE: VCB ∅-VCE (V)	IE ∅-Ic Δ-IB (mA)	hfe †-hFE	EMETTITORE COMUNE: hoe (umho)	hie (ohm)	hre (×10⁻⁴)	Cob (pF)	STRUTTURA	COSTRUTTORE
2S306 Δ	50		2.5$J	6.0	6.0	6.0	10	.01	3.0	1.0	80					A	TIIB
2S326 Δ	50		2.5$J	6.0	6.0	6.0	10	.01	3.0	1.0	80				40	A	TIIB
2S307 Δ	50	2.00§	§A	15	15	15	10	10	3.0	1.0	80					A	TIIB
2S327 Δ	50	2.00§	§A	15	15	15	10	10	3.0	1.0	80					A	TIIB
BFZ10	50$	3.50§	$J	15			10				30					AD	PHIN
2N1264/13	50	300	1.0∅J	20		.10	10	50∅	9.0∅	1.0	25				4.0	D	SYL
BCZ13	85	1.50	1.2	20	20	20	10	.01	2.0	1.0	15				25	A	PHIN
BCZ14	85	1.50	1.2	20	20	20	10	.01	2.0	1.0	30				25	A	PHIN
2N2175	100		1.5§J	6.0	6.0	6.0	50	.001∅	1.5∅	.02∅	50†		60K		10	A∅	SSD
2N2176	100		1.5§J	6.0	6.0	6.0	50	.001∅	1.5∅	.02∅	50†		60K		10	A∅	SSD
SNT204	100		1.3$J	6.0	6.0	2.0		.20∅	2.5∅	.50∅	50Δ		40⍁			PL	TEC
BCY32	100$	.40§	.50$J	64	64		50			1.0∅	35Δ						PHIN
OC203	100$	1.00	$J	60			50				15						PHIN
OC202	100$	4.00	$J	15			50				70						PHIN
2N2177	100	8.00	1.5§J	6.0	6.0	6.0	50	.001∅	1.5∅	.02∅	50†		60K		10	A∅	SSD
2N2178	100	8.00	1.5§J	6.0	6.0	6.0	50	.001∅	1.5∅	.02∅	50†		60K		10	A∅	SSD
2N1428	100	23.0*	1.2$J	6.0	6.0		50	.10	.50∅	5.0∅	30†	b1.7	35		7.0	A⍁	CRY
2N1429	100	23.0*	1.2$J	6.0	6.0		50	.10	.50∅	5.0∅	30†	b1.7	35		7.0	A⍁	CRY
2N1677 Δ	100	32.0§	1.2$S	4.5	4.5		50	.10	3.0∅	1.0∅	50	b1.5	40		7.0	A	SPR
2N1676 Δ	100	42.0§	1.2$S	4.5	4.5		50	.10	3.0∅	1.0∅	10.5				7.0	A	SPR
TNT1132	100	50§Δ	1.5§J	50	35∅	5.0		1.0∅	10∅	150∅	30†#Δ				45⍁	ME	TEC
TNT1131	100	60§Δ	1.5§J	50	35∅	5.0		1.0∅	10∅	150∅	20†#Δ				45⍁	ME	TEC
NS665	150		1.0§J	30	15	30		1.0∅	6.0∅	1.0	50Δ					A	NAS
NS666	150		1.0§J	40	35	40		1.0∅	6.0∅	1.0	40					A	NAS
NS667	150		1.0§J	50	35	50		1.0∅	6.0∅	1.0	20					A	NAS
NS668	150		1.0§J	50	50	50		1.0∅	6.0∅	1.0	15					A	NAS
BCY20	150⍁	.50	.60$J	100	100	100	50	.05∅	6.0∅	1.0∅	10Δ	15	600	3.0	45	A∅	SIHG
2N923	150	.80Δ	1.2§	40	25	40	50	50	6.0∅	1.0∅	21	b 40	2100	75⍁	20⍁	A	NAS
2N924	150	.80Δ	1.2§	40	25	40	50	50	6.0∅	1.0∅	47	b 40	2100	75⍁	20⍁	A	NAS
2N925	150	.80Δ	1.2§	50	40	50	50	50	6.0∅	1.0∅	17	b 40	2100	75⍁	20⍁	A	NAS
2N926	150	.80Δ	1.2§	50	40	50	50	50	6.0∅	1.0∅	38	40	2100	75⍁	20⍁	A	NAS
2N927	150	.80Δ	1.2§	70	60	70	50	50	6.0∅	1.0∅	15	40	2100	75⍁	20⍁	A	NAS
2N928	150	.80Δ	1.2§	70	60	70	50	50	6.0∅	1.0∅	34	40	2100	75⍁	20⍁	A	NAS
BCY19	150⍁	.80	.60$J	50	50	50	50	.05∅	6.0∅	1.0∅	20Δ	25	1400	4.0	45	A∅	SIHG
2N2332	150	1.00	1.0§J	15	5.0	15	100	50							20⍁	A	NAS
2N2333	150	1.00	1.0§J	15	5.0	15	100	50							20⍁	A	NAS
2N2334	150	1.00	1.0§J	30	15	30	100	50							20⍁	A	NAS
2N2335	150	1.00	1.0§J	30	15	30	100	50							20⍁	A	NAS
2N2336	150	1.00	1.0§J	50	35	50	100	50							20⍁	A	NAS
2N2337	150	1.00	1.0§J	50	35	50	100	50							20⍁	A	NAS
2N2372	150	1.00	1.4§J	15	15	15	50	50	4.0∅	.025∅	15Δ				15⍁	A∅	NAS
2N2373	150	1.00	1.4§J	15	15	15	50	50	4.0∅	.025∅	20Δ				15⍁	A∅	NAS
BCY17	150⍁	1.20	.60$J	30	30	30	50	.05∅	6.0∅	1.0∅	20Δ	35	1400	4.0	45	A∅	SIHG
BCY18	150⍁	2.00	.60$J	30	30	30	50	.05∅	6.0∅	1.0∅	40Δ	40	1800	5.0	45	A∅	SIHG
SA313	150	7.0§Δ	$J	30	20		50	.01∅			6.0†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
SA314	150	7.0§Δ	$J	30	15		50	.02∅			8.0†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
SA316	150	7.0§Δ	$J	30	10		50	.003∅			10†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
SA413	150	7.0§Δ	$J	30	20		50	.01∅			6.0†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
SA414	150	7.0§Δ	$J	30	15		50	.02∅			8.0†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
SA416	150	7.0§Δ	$J	30	10		50	.003∅			10†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
2N1119 ⍁	150	7.2§Δ	.75$S	12	10#	12		.10∅	.50∅	15∅	15†Δ				9⍁		SPR
2N495/18	150	8.0*Δ	.77$S	25	25#	10	50	1.0	6.0	1.0	15Δ	b35⍁	90⍁	3.5⍁	12⍁	S	SPR
2N1118	150	8.00*	.75$S	25	25#	20		.10∅	6.0	1.0	15Δ	b2.5⍁	90⍁		9⍁		SPR
SA312	150	8.0§Δ	$J	30	10		50	.01∅			10†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
SA315	150	8.0§Δ	$J	30	12		50	.02∅			10†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
SA412	150	8.0§Δ	$J	30	10		50	.01∅			10†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
SA415	150	8.0§Δ	$J	30	12		50	.02∅			10†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
2N2274 Δ	150	9.00§	.77$S	25	25	25	50	1.0	.50∅	5.0∅	15				6.0	PA	CRY
2N2275 Δ	150	9.00§	.77$S	25	25	25	50	1.0	.50∅	5.0	15				6.0	PA	CRY
2N2276 Δ	150	9.00§	.77$S	15	10	15	50	1.0	.50∅	5.0∅	15				6.0	PA	CRY
2N2277 Δ	150	9.00§	.77$S	15	15	15	50	1.0	.50∅	5.0	15				6.0	PA	CRY
2N2185 Δ	150	10.0§	.77$S	30	30	30	50	.01							6.0	PA	CRY
2N2187 Δ	150	10.0§	$S	30	30	30	50	1.0							6.0	PA	CRY
2N3317 Δ	150	10.0§	.77$S	30	30	30	50	1n∅							6.0	PA	SPR
SA310	150	10§Δ	$J	30	10		50	.01∅			30†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
SA311	150	10§Δ	$J	30	6.0		50	.01∅			15†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
SA410	150	10§Δ	$J	30	10		50	.01∅			30†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
SA411	150	10§Δ	$J	30	6.0		50	.01∅			15†Δ				6⍁	PA⍁	SPR
2N2278 Δ	150	12.0§	.77$S	15	15	15	50	1n∅							6.0	PA	CRY

BASE DEI TEMPI DI RIGA TRANSISTORIZZATA

a cura degli ingg. W. Th. H. Hetterscheid e J. J. Reichgelt Parte II

Nello stadio finale con circuito di ricupero in serie-parallelo vengono usati il transistore AU 103 e due diodi BY 118. Il circuito è alimentato con una tensione stabilizzata con valore di 5 V. Nel circuito di fig. 9 il diodo D_6 è collegato su una presa del trasformatore di uscita AT 2042.

Questo è lo stesso trasformatore impiegato nello stadio finale di riga con circuito di ricupero in parallelo precedentemente descritto. Le osservazioni riguardanti il funzionamento dei vari componenti e del trasformatore sono ancora quelle che abbiamo già dato in quella occasione.

Scarica dell'EAT

Non è necessario prendere nello stadio finale di riga con circuito di recupero in serie-parallelo quelle speciali precauzioni tendenti ad impedire che il transistore finale venga danneggiato in seguito ad una scarica dell'EAT. Ciò è dovuto principalmente al basso valore di tensione di alimentazione usato.

PRESTAZIONI

In fig. 10 è riportato lo schema elettrico completo dello stadio finale di riga con circuito di ricupero in serie-parallelo. In fig. 11 sono riportati gli oscillogrammi riguardanti le forme d'onda delle tensioni e delle correnti di questo circuito. Gli oscillogrammi da 3 a 11 si riferiscono all'influenza, sulla corrente che attraversa il diodo di recupero in serie, di un carico aggiuntivo sul condensatore ai terminali del quale si forma la tensione « rialzata »*. Si può constatare come, alla fine di un periodo di scansione (specialmente quando

* Questo condensatore sarà chiamato d'ora innanzi « condensatore della tensione rialzata ».

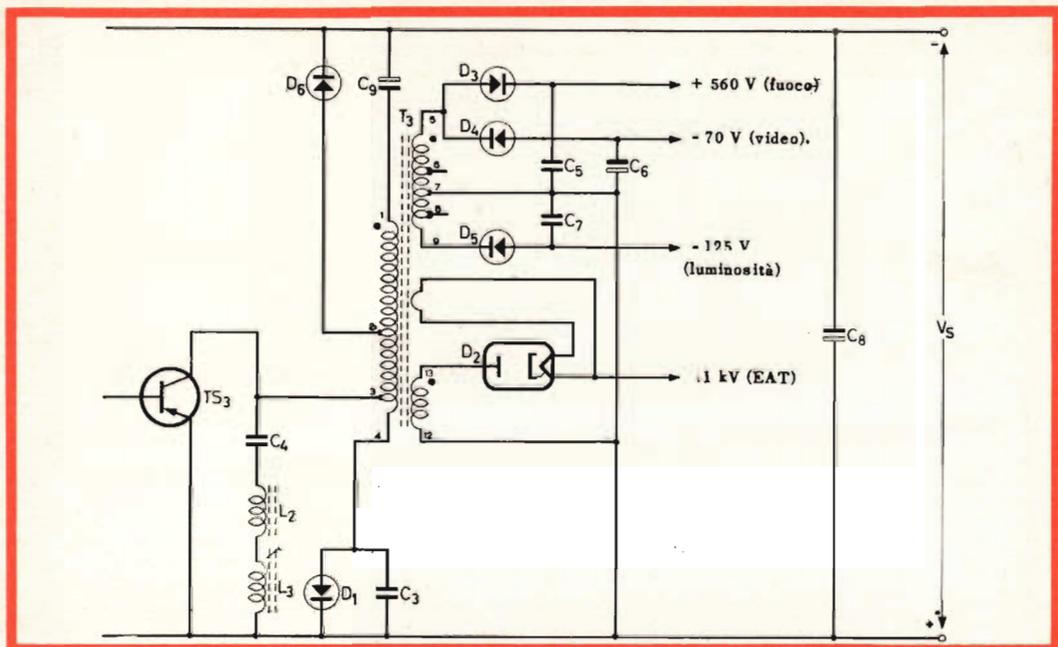



Fig. 9 - Schema elettrico dello stadio finale di riga con circuito di ricupero in serie-parallelo.

agli estremi del « condensatore della tensione rialzata » venga applicato un carico aggiuntivo) il diodo di ricupero in serie D_6 venga attraversato da un picco elevato di corrente diretto in senso negativo. Tale picco di corrente è dovuto alla carica immagazzinata in questo diodo dalla corrente diretta che circola in esso (quest'ultima corrente dipende in gran parte dal carico applicato alla tensione « rialzata »). Dalle misure effettuate risulta che questo picco di corrente comporta un aumento di potenza di 0,3 W.

Potenza assorbita

Le potenze assorbite dalle varie parti dello stadio finale di riga in questione sono state riportate nella tabella I per la condizione di assenza di carico sul « condensatore della tensione rialzata » e per un carico sul medesimo di 400 mA. Il circuito è alimentato con una tensione stabilizzata di 5 V.

Influenza di un carico sulla tensione « rialzata »

Se la tensione « rialzata » presente sul relativo condensatore viene usata per alimentare altri circuiti del televisore, può darsi che questo carico aggiuntivo possa causare una certa variazione nel funzionamento dello stadio finale di riga. In fig. 12 è indicato l'andamento della tensione « rialzata » in funzione della corrente circolante in un carico applicato alla tensione medesima; la corrente del fascetto del cinescopio è il parametro di questa funzione. In fig. 13 e 14 rispettivamente è indicato l'andamento della variazione dell'EAT e dell'ampiezza dell'immagine in funzione della corrente circolante in un carico applicato alla tensione « rialzata »; il parametro resta ancora la corrente del fascetto del cinescopio.

Dai precedenti grafici si deduce che, finchè la corrente derivata dalla tensione

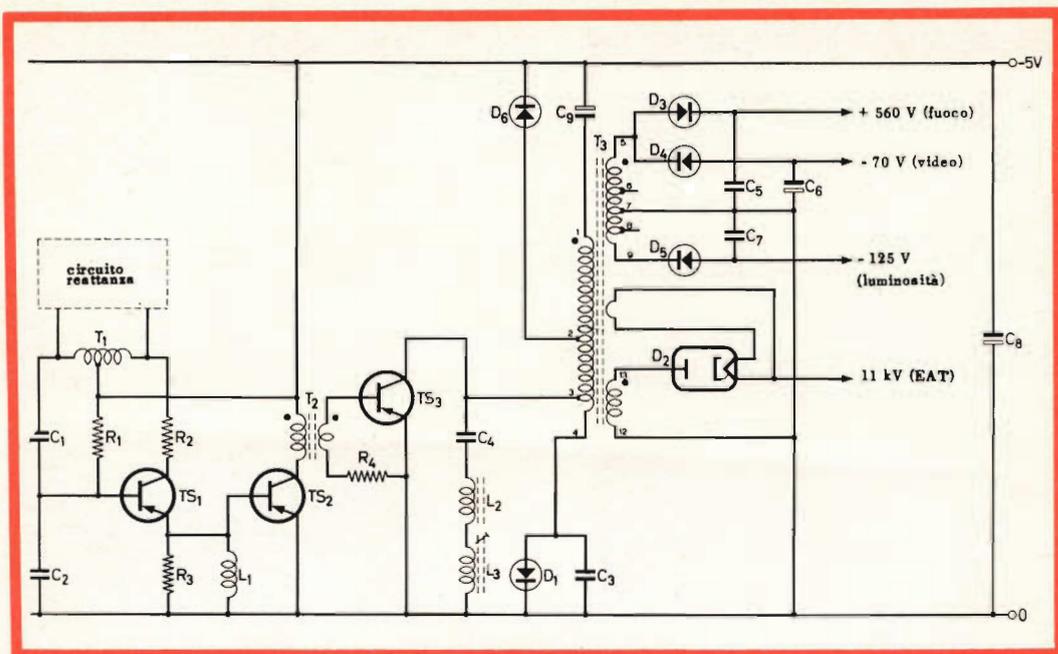



Fig. 10 - Schema elettrico completo della base dei tempi di riga con lo stadio finale con circuito di ricupero in serie-parallelo.

COMPONENTI

Resistori

R_1 = 22 kΩ, 0,25 W, carbone ± 10%
R_2 = 82 Ω, 0,25 W, carbone ± 10%
R_3 = 220 Ω, 0,25 W, carbone ± 10%
R_4 = 0,39 Ω, 2 W, a filo ± 10%

Condensatori

C_1 = 5,6 nF, polistirene 125 V, ± 10%
C_2 = 3,6 nF, polistirene 125 V, ± 10%
C_3 = 68 nF, poliestere 400 V, ± 10%
C_4 = 5,2 μF, poliestere 160 V, ± 10% collegamento in parallelo di 5 condensatori C296AA/1M e di un condensatore C296AA/220K
C_5 = 15 nF, a carta 700 V, ± 10%
C_6 = 10 μF, elettrolitico 200 V, − 10/+ 50%
C_7 = 33 nF, poliestere 160 V, ± 10%
C_8 = 2000 μF, elettrolitico 10 V, − 10/+ 50%
C_9 = 800 μF, elettrolitico 25 V, − 10/+ 50%

Induttori

L_1 = 1 mH choke
L_2 = 85 μH bobina unità di deflessione AT 1020
L_3 bobina linearità AT 4036

Transistori:

TS_1 = AC125
TS_2 = AC128
TS_3 = AC103

Diodi:

D_1 = BY118
D_2 = DY51
D_3 = BYX10
D_4 = BYX10
D_5 = BYX10
D_6 = BY118

Trasformatori

T_1 = bobina oscillatrice
T_2 = trasformatore pilota
T_3 = trasformatore di riga AT2042

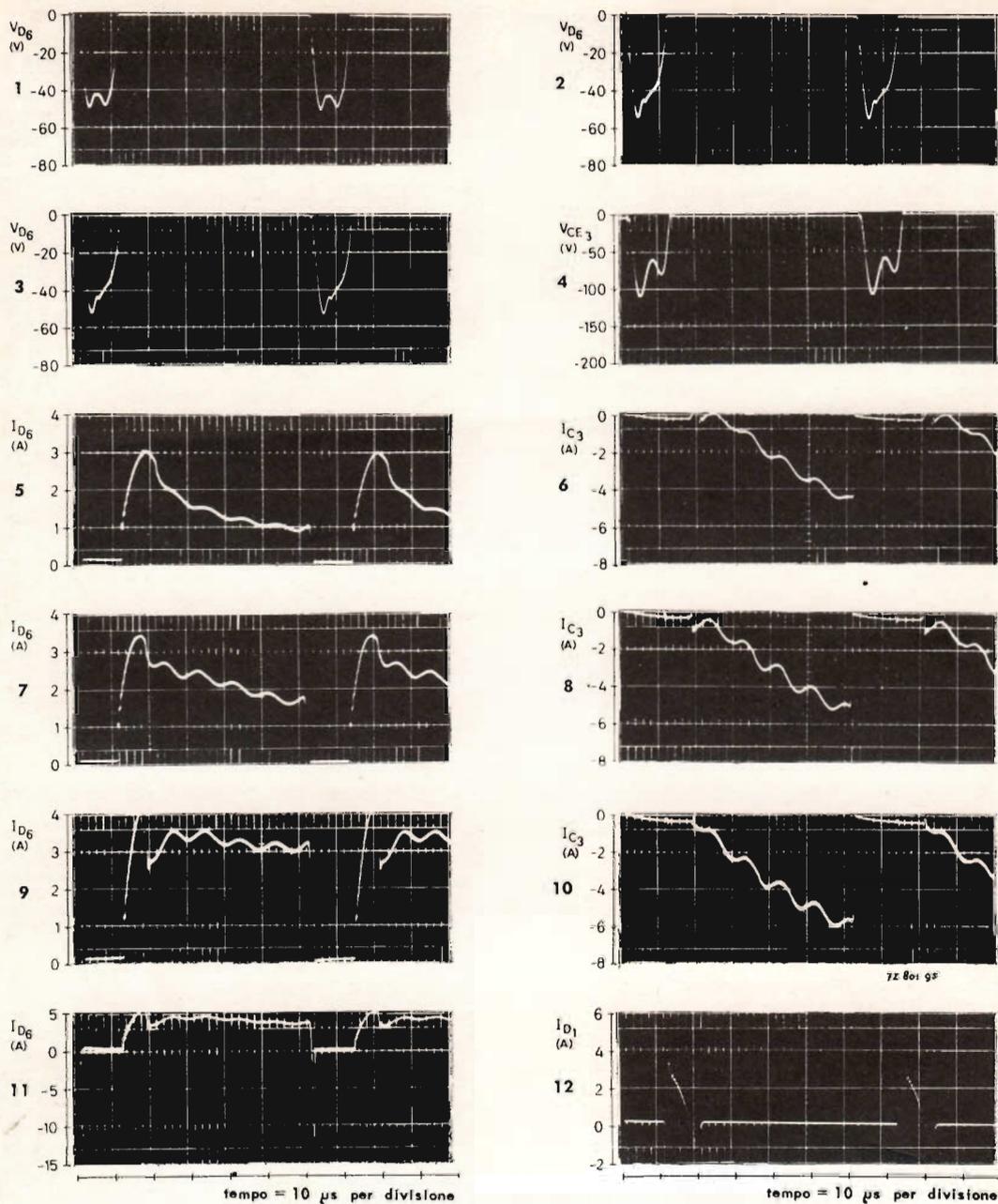



Fig. 11 - Oscillogrammi riferentisi alla forma d'onda delle correnti e delle tensioni del circuito di fig. 10

Leggenda degli oscillogrammi soprariportati

1. Tensione agli estremi del diodo D_6 per la condizione di corrente del fascetto uguale a zero e per corrente derivata dalla tensione rialzata uguale a zero.

2. Oscillogramma come in 1, ma con una corrente del fascetto di 20 µA.

3. Oscillogrammi come in 1, ma con corrente del fascetto di 200 µA e corrente di 300 mA derivata dalla tensione rialzata.

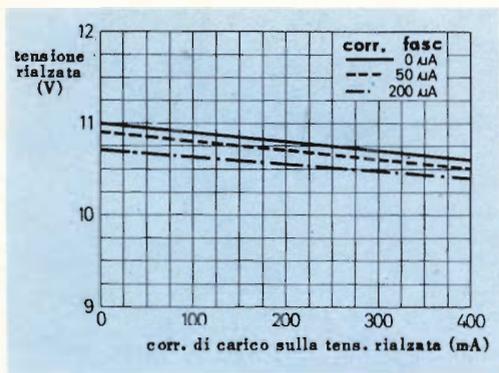



Fig. 12 - Tensione rialzata in funzione della corrente derivata in un carico con la corrente del fascetto usata come parametro.

Fig. 13 - EAT applicata al cinescopio in funzione del carico della corrente derivata dalla tensione rialzata con la corrente del fascetto come parametro.

4. Tensione collettore-emettitore del transistore finale.

5. Corrente che attraversa il diodo D_6 con una corrente del fascetto uguale a zero e parimente con corrente derivata dalla tensione rialzata uguale a zero.

6. Corrente di collettore del transistore finale TS_3 con corrente del fascetto uguale a zero e con corrente derivata dalla tensione rialzata parimente uguale a zero.

7. Come in 5, ma con corrente del fascetto di 200 μA.

8. Oscillogramma come in 6, ma con una corrente del fascetto di 200 μA.

9. Come in 5, ma con corrente del fascetto di 200 μA e una corrente di 300 mA derivata dalla tensione rialzata.

10. Oscillogrammi come in 6, ma con una corrente del fascetto di 200 μA e una corrente di 300 mA derivata dalla tensione rialzata.

11. Oscillogramma come in 9 ma con diversa scala di corrente.

12. Corrente attraverso il diodo D_1.

« rialzata » non supera i 400 mA, il funzionamento dello stadio finale di riga si mantiene pressochè normale.

Nei confronti dei carichi applicati alla tensione « rialzata », lo stadio finale di riga può considerarsi un convertitore CC/CC che « alza » la tensione da 5 a 11 V. In fig. 15 è riportato l'andamento del rendimento di questa « conversione di tensione » in funzione del carico applicato alla tensione rialzata.

Linearità

La linearità della scansione ottenuta con questo circuito è identica a quella del circuito con ricupero in parallelo (fig. 6).

Regolazione dell'EAT

In fig. 17 è indicato l'andamento dell'EAT in funzione della corrente del fascetto. L'impedenza interna è 4,8 MΩ.

DATI PER LA COSTRUZIONE DEI TRASFORMATORI

Trasformatore pilota

Nel trasformatore pilota si è usato un nucelo di ferroxcube ad olla tipo K 300061.

Il trasformatore pilota destinato a funzionare con

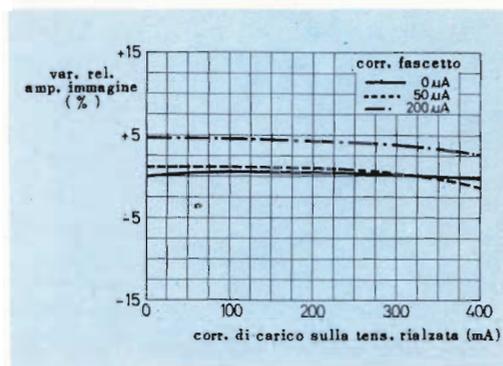



Fig. 14 - Ampiezza dell'immagine in funzione della corrente di carico derivata dalla tensione rialzata con la corrente del fascetto come parametro.

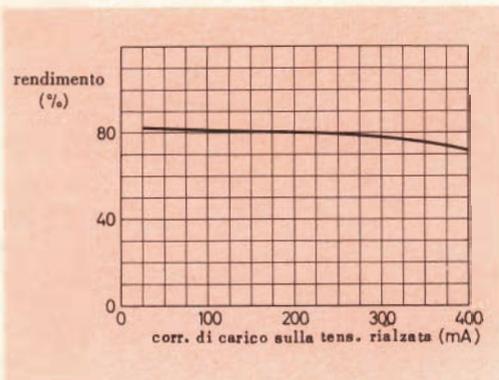



Fig. 15 - Rendimento di « conversione » dalla tensione di alimentazione alla tensione rialzata in funzione della corrente di carico derivàta dalla tensione rialzata. (Questo rendimento viene definito come il rapporto tra la potenza fornita ad un carico esterno disposto agli estremi del condensatore della tensione rialzata e l'aumento del consumo di potenza del circuito (a 5 V) dovuto a questo carico).

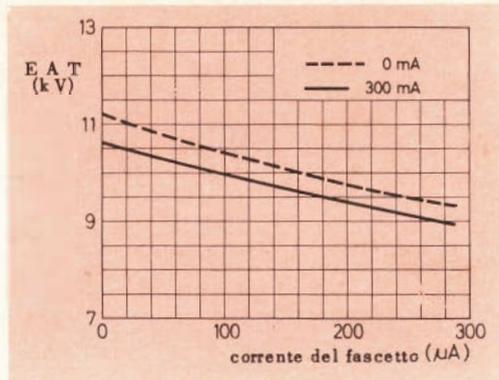



Fig. 17 - Variazione dell'EAT in funzione della corrente del fascetto del cinescopio.

una tensione di alimentazione di 11 V (circuito di fig. 4) ha le seguenti caratteristiche:

primario: 85 spire, Cu smaltato da 0,1 mm Ø
secondario: 14 spire, Cu smaltato da 0,3 mm Ø
induttanza del primario: 3 mH
rapporto spire: 6,3 : 1

Il trasformatore pilota destinato a funzionare con una tensione di alimentazione di 5 V (circuito di fig. 10) ha le seguenti caratteristiche:

primario: 39 spire, Cu smaltato da 0,1 mm Ø
secondario: 14 spire, Cu smaltato da 0,3 mm Ø
induttanza del primario: 0,6 mH
rapporto spire: 2,8 : 1

Trasformatore di uscita di riga

Il trasformatore di uscita di riga è il tipo AT 2042 di cui in fig. 16 diamo l'indicazione dei collegamenti ai vari avvolgimenti.

Bobina dell'oscillatore

È formata da 600 spire di Cu smaltato di 0,05 mm Ø; è avvolta su un nucleo di ferroxcube regolabile e schermata. La bobina ha una presa alla 150ma spira. L'induttanza complessiva è 10 mH.

(Da « Application Information » - N. 243)

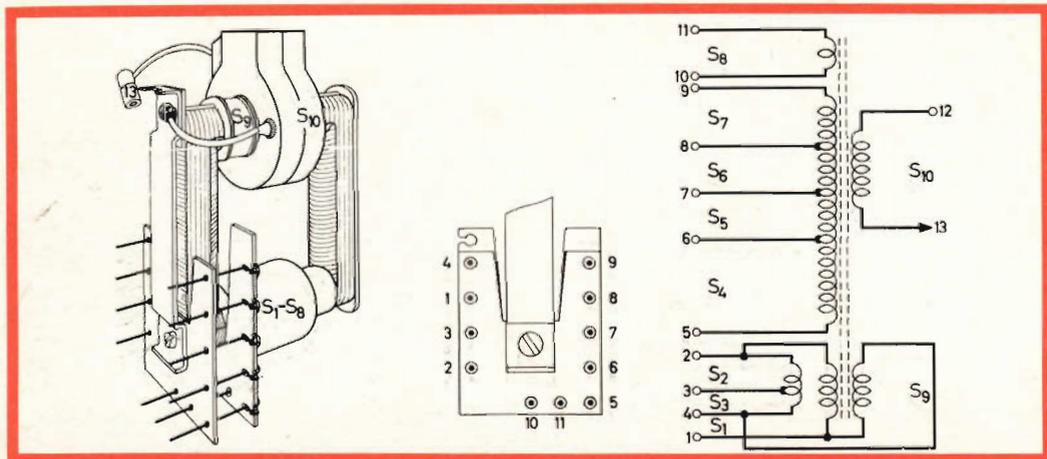



Fig. 16 - Trasformatore di uscita di riga AT 2042. È stato progettato per essere impiegato in un circuito finale di riga equipaggiato con il transistore AU103 e il diodo BY118 e l'unità di deflessione con induttanza di 85 μH.

MISURATORE DI SENSIBILITA' A DUE TRANSISTORI

Per mezzo del circuito che descriviamo è possibile realizzare un misuratore di sensibilità equipaggiato di due transistori di facile reperibilità. Non c'è bisogno di azzerare lo strumento ogni volta che si usa a causa dell'eliminazione dell'influenza della variazione della corrente di fuga che dipende dalla temperatura ambiente.

Se si vuole realizzare un circuito per la misura della sensibilità a transistori nel modo tradizionale usato per la costruzione di un circuito simile a valvole, e cioè con l'aiuto di corrente continua o di tensione continua amplificata, ci si trova davanti alla difficoltà che la corrente di fuga I_{co} dei transistori, che dipende dalla temperatura ambiente del transistore, è allo stesso modo amplificata.

Di conseguenza è necessario regolare ogni volta l'azzeramento del misuratore di sensibilità prima dell'utilizzazione, perchè l'azzeramento varierà con la temperatura ambiente.

Si può ovviare a questa difficoltà utilizzando dei transistori al silicio le cui correnti di fuga sono molto basse in confronto a quelle dei tipi al germanio. I transistori al silicio sono quindi molto utili in questo genere di montaggio.

Il circuito rappresentato permette di realizzare con l'aiuto dei transistori OC 44 e OC 45, facilmente reperibili, uno strumento per la misura della sensibilità che non ha bisogno di essere azzerato ogni volta che viene usato.

Si riuscirà a far ciò applicando un circuito rivelatore collegato all'ultimo trasformatore FI di un ricevitore. Nel circuito in questione le correnti di fuga del diodo collettore-base dei transistori non influiscono sulla corrente che passa nel milliamperometro. Per la corrente continua, la base di TR_1 e quella di TR_2 sono collegate direttamente al polo positivo della batteria. Al contrario le bobine RF costituiscono una impedenza elevata per il segnale FI proveniente dal ricevitore.

TR_1 è montato con il collettore a massa (chiamato trasformatore d'impedenza); la sua impedenza d'ingresso è circa uguale alla resistenza di emettitore moltiplicata per il fattore d'amplificazione di corrente. Con una MF di 450 kHz, nel caso di impiego del transistore OC 44, il fattore di amplificazione di corrente può essere dell'ordine di 20.

Così l'impedenza d'ingresso del circuito destinato alla corrente alternata è molto elevata e attraverso un accoppiamento capacitivo l'ingresso può essere collegato all'ultimo trasformatore MF del ricevitore senza che si produca uno smorzamento supplementare dovuto al filtro passabanda.

TR_2 con R e C_1 compie l'ufficio di rivelatore. La differenza fra quest'ultimo e un

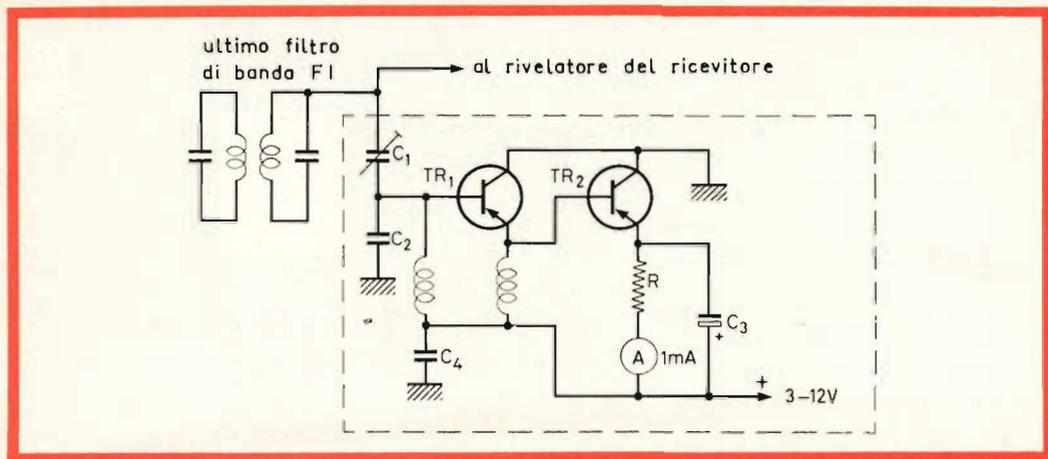



Fig. 1 - Schema elettrico dello strumento per la misura della sensibilità. La bobina RF ha una induttanza di 1 mH.

circuito rivelatore a diodo risiede nel fatto che la corrente che passa nella combinazione RC (la corrente di emettitore di TR_2) supera la corrente che passa nella base di TR_2.

Perchè lo strumento di misura possa avere una deviazione totale, la tensione di picco del segnale a corrente alternata applicata all'emettitore di TR_2 deve essere circa 1 V.

Siccome il transistore montato con il collettore a massa presenta una amplificazione di tensione inferiore a 1, la tensione del segnale applicata alla base di TR_1 deve avere un valore che sia di circa il 50 % più grande.

A questo punto si deve misurare una tensione di 1,1 V_{eff}; essendo il valore di picco uguale a $1{,}1 \times \sqrt{2} = 1{,}54$ V.

Questa tensione di picco applicata alla base di TR_1 necessaria a una deviazione totale dello strumento di misura si deve quindi misurare in condizioni determinate.

Se in funzionamento si sono generate delle tensioni di segnale di maggiore intensità sul trasformatore FI, è evidente che solo una parte di questa tensione deve essere applicata alla base di TR_1.

Si deve tener conto del segnale FI la cui intensità può essere dieci volte più grande. Così si applica un divisore di tensione capacitivo costituito da C_2 e C_1; per C_2 si utilizza un condensatore fisso da 150 pF.

Per C_1 si utilizza un condensatore variabile di circa 50 pF e lo si regola in modo che con una tensione di 100 μV applicata alle prese d'antenna del ricevitore, lo strumento di misura compia una deviazione totale.

C_1, C_2 e TR_1, devono essere montati in prossimità del trasformatore FI per evitare che il disaccordo del filtro passa banda non aumenti troppo. Si può regolare il disaccordo che si produce eventualmente per mezzo del nucleo di ferro del filtro passa-banda.

Il circuito non è critico in rapporto alla tensione d'alimentazione la tensione della pila può andare da 3 a 12 V. Se il ricevitore è equipaggiato con valvole, si può utilizzare la tensione applicata alla resistenza catodica della valvola finale.

Avvertimento

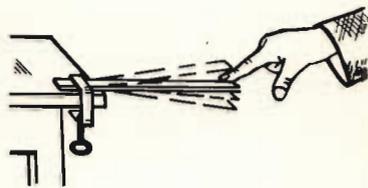
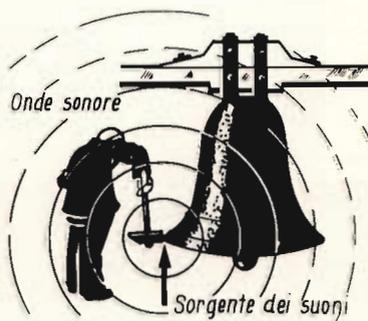
Siccome il polo negativo della batteria è collegato a massa, bisogna fare attenzione che la base di TR_1 e TR_2 non sia collegata a questa massa, perchè i transistori si danneggerebbero.

F.T.

(Da « Digested Concern Literature »)

l'elettronica ILLUSTRATA

ONDE SONORE

Che cosa sono le onde sonore? Non sono altro che spostamenti di aria, o meglio « oscillazioni » dell'aria. Prendiamo una riga, fissiamola ad una estremità e all'altra estremità spingiamola in basso lasciandola subito. La riga si mette ad oscillare e queste oscillazioni diventeranno sempre più deboli fino a scomparire del tutto. Le oscillazioni della riga saranno però comunicate all'aria circostante, e da questa perverranno al nostro orecchio dove saranno percepite come onde sonore, onde cioè che producono la sensazione del suono.

Un suono migliore si ottiene quando con un martello si batte il bordo di una campana. Il bronzo della campana entra allora in oscillazione e comunica all'aria circostante queste sue oscillazioni. Il punto in cui avviene il contatto tra martello e campana costituisce la sorgente delle oscillazioni le quali si propagano per l'aria in sfere concentriche.

Le onde sonore assomigliano, sotto molti punti di vista, alle onde che si formano quando si getta un sasso in una pozza d'acqua.

Che le onde sonore siano oscillazioni dell'aria è facile dimostrarlo. Si prenda un campanello elettrico e lo si metta sotto una campana di vetro pneumatica, facilmente reperibile in tutti i laboratori di fisica. Si chiuda il circuito; si potrà avvertire il suono del campanello anche se questo sarà attenuato dal vetro della campana. Non lo si udrà affatto se con la pompa si estrarrà l'aria dalla campana: si vedrà il martelletto battere contro il campanello e non si udrà alcun suono! Dimostrazione evidente che le oscillazioni sonore possono pervenire al nostro orecchio solo attraverso l'aria. Non così sono le onde radio, le quali essendo di natura elettromagnetica, non hanno bisogno dell'aria per propagarsi e difatti attraversano anche gli spazi vuoti interplanetari.

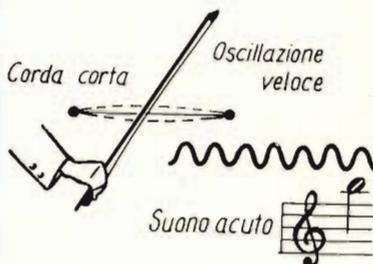
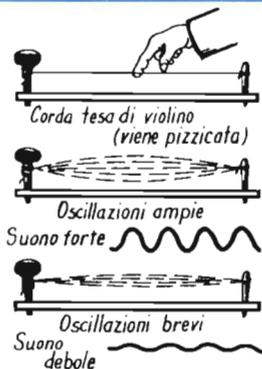
Se le oscillazioni sonore si ripetono molte volte nell'unità di tempo, il nostro orecchio percepisce un suono acuto; se invece nell'unità di tempo si hanno poche oscillazioni il suono percepito sarà basso. La cosa si può facilmente dimostrare con un listello metallico tenuto fisso ad una estremità: se la parte di listello in oscillazione è relativamente lunga, le oscillazioni saranno lente e il suono sarà cupo.

Viceversa, se il tratto di listello in oscillazione è corto, le oscillazioni saranno più veloci e il suono da esse prodotto, più acuto.

Questo esperimento è ancora più evidente nel violino, dove accorciando con la pressione delle dita la lunghezza della corda si può dimostrare come i suoni acuti sono prodotti quando il tratto di corda in oscillazione è breve; viceversa, il suono diventa via via meno acuto man mano che il tratto di corda in oscillazione diventa più lunga.

Quanto detto sopra è qui illustrato molto chiaramente; in questo caso si ha la produzione di toni bassi.

Corda corta
Oscillazione veloce
Suono acuto

Se invece la corda è corta, le oscillazioni al secondo sono più numerose e il suono sarà più acuto.

L'ampiezza dell'oscillazione influisce sull'intensità del suono. Avremo quindi: oscillazioni meccaniche ampie = ampie oscillazioni dell'aria = suoni forti. Viceversa: oscillazioni meccaniche brevi = brevi oscillazioni dell'aria = suoni deboli.

I suoni possono essere prodotti con un numero svariatissimo di strumenti; violino, flauto, tamburo, arpa, organo, ecc... In tutti questi strumenti il suono si diffonde attraverso l'aria.

Il suono più basso che l'orecchio umano può percepire ha un'oscillazione di 16 periodi al secondo. Questo limite però non è facilmente fissabile e varia da individuo a individuo. Questi suoni bassi sono avvertiti da tutto il nostro corpo il quale, se il suono è forte (organo) può addirittura vibrare.

ORGANO
ARMONIUM
PICCOLO FLAUTO
FLAUTO DA CONCERTO
OBOE
CLARINETTO
CORNETTA
CORNO
TROMBONE
CLARINO
FAGOTTO
TUBA
BATTERIA
VIOLINO
VIOLA
VIOLONCELLO
CONTRABASSO
SOPRANO
CONTRALTO
TENORE
BARITONO
BASSO

Numero di oscillazioni in Hertz: 26,667 30 32 36 40 42,667 48 53,333 60 64 72 80 85,333 96 106,667 120 128 144 160 170,667 192 213,333 240 256 288 320 341,333 384 426,667 480 512 576 640 682,667 768 853,333 960 1024 1152 1280 1365,333 1536 1706,667 1920 2048 2304 2560 2730,667 3072 3413,333 3840 4096 4808

Note: A H C D E F G A H C D E F G A H C D E F G A H C D E F G A H C D E F G A H C D E F G A H C D E F G A H C D

Ottava

L'orecchio umano può percepire suoni con frequenze fino a 14.000 e 16.000 Hz, a seconda degli individui. Oltre queste frequenze, esistono ancora oscillazioni « sonore » chiamate ultrasuoni. La maggior parte degli strumenti musicali emettono suoni compresi entro una gamma di frequenze relativamente stretta; la frequenza più elevata si trova infatti a 4000 Hz. Ciò è indicato nella figura qui sopra.

Il numero di oscillazioni sonore al secondo viene chiamato dai tecnici e dai fisici « frequenza ». L'unità della frequenza è l'hertz: 16 hertz significa 16 oscillazioni al secondo, 2000 hertz significa 2000 oscillazioni al secondo.

Grande è la varietà dei suoni, c'è il suono della campana, il canto degli uccelli, il frastuono del treno, il sibilo del vento, il fragore del tuono, il boato di un'esplosione, il muggito di una mucca, il brusio di un alveare, il canto dei grilli, ecc.
In generale tutti questi suoni si possono dividere in tre categorie: suoni veri e propri, accordi e rumori.

Un suono è dato da un'onda sinusoidale pura, come si può ottenere battendo un tasto del pianoforte.

Un accordo è formato dalla somma di più suoni semplici. La sua oscillazione non è più un'onda sinusoidale pura ma piuttosto un'onda speciale risultante dalla somma algebrica delle varie onde sinusoidali pure.

Uno scoppio è prodotto da una subitanea eccitazione dell'aria. La sua oscillazione ha la forma indicata nella figura accanto.

I rumori sono irregolari eccitazioni dell'aria e la loro forma d'onda è continuamente varia e irregolare.

In acustica e in elettroacustica si trattano quasi esclusivamente suoni puri o accordi. Precisiamo subito però che nella realtà raramente si hanno dei suoni puri, la cui forma d'onda cioè sia rappresentabile mediante un'onda sinusoidale perfetta. La stessa nota « la » per esempio, ha un suono diverso a seconda dello strumento da cui è emessa. Le oscillazioni al secondo prodotte dalla voce umana e dai vari strumenti sono sempre uguali ma è la forma di queste oscillazioni che è diversa l'una dall'altra.

È il maggiore o minore contenuto di armoniche (multipli della nota fondamentale) a rendere il timbro dei vari strumenti diverso l'uno dall'altro. Queste armoniche possono essere multipli pari o dispari della nota fondamentale che, in ogni caso, è sempre più intensa delle armoniche.
L'intensità sonora viene misurata con il « Phon »; la massima intensità sonora corrisponde a 130 phon (corrispondenti allo scoppio di una bomba) ed è accompagnata da una sensazione di dolore.

Le onde sonore si propagano con una velocità di 333 metri al secondo. Siccome la luce si propaga con la velocità di 300.000 chilometri al secondo, avverrà, per esempio, che allo scoppio di una cannonata prima si vedrà il bagliore e poi si sentirà il boato dello scoppio.

CONVERTITORI CC/CC DI BASSA POTENZA A TRANSISTORI

I transistori di potenza al germanio Philips, con le loro bassissime resistenze di saturazione e la loro capacità di commutare con tutta sicurezza dei livelli elevati di corrente, sono particolarmente adatti per le applicazioni generali di commutazione e in particolare nei convertitori CC/CC. Questi convertitori offrono un mezzo efficace ed economico per trasformare degli alimentatori a basse tensioni continue in tensioni continue più elevate necessarie per l'alimentazione di apparecchi elettronici. In questo articolo si descrivono dei convertitori con potenze che vanno da 300 mW a 30 W.

Le caratteristiche principali dei convertitori CC/CC di bassa potenza vengono descritte nella tabella 1.

Questi convertitori sono stati progettati per funzionare con temperature comprese fra 0 e 55 °C, e si è fatto in modo di ottenere la potenza massima con una dispersione normale nei parametri di costruzione dei transistori. Queste unità funzionano con tutta sicurezza anche in presenza di variazioni della tensione dell'accumulatore.

Convertitore CC/CC da 900 mW

Questo convertitore di debole potenza (fig. 1) usa solo componenti miniatura, con un circuito duplicatore di tensione collegato al secondario del trasformatore. I dettagli dell'avvolgimento sono riportati nella tabella 2 e conviene notare che bisogna mantenere uno spazio adeguato fra le spire, nel caso sia necessario un raddrizzatore bifase o una tensione di uscita maggiore. Nei due casi, le caratteristiche dei componenti della sezione raddrizzatrice devono essere verificati al fine di assicurare un funzionamento in tutta sicurezza.

TABELLA I

Tipo di transistore Philips	Tensione d'ingresso nominale (V)	Tensione d'uscita nominale (V)	Gamma di potenze disponibile (W)
2xASY76	6	90	0,3 ÷ 0,9
2-AC128	12	250	0,9 ÷ 5
OC26	12	250	5 ÷ 9
2-OC26	12	300	9 ÷ 3C

Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore da 900 mW

Fig. 3 - Curve caratteristiche del convertitore da 900 mW, misurate con tensione d'ingresso di 6 V.

Componenti

R_1, R_2	=	270 Ω, ½ W, 10 %
R_3	=	820 Ω, ½ W, 10 %
R_4	=	VDR Philips tipo E299DC/P342
C_1	=	16 μF, 10 V elettrolitico
C_2, C_3	=	0,047 μF, 33 V poliestere
C_4, C_5	=	6,4 μF, 64 V elettrolitico
D_1, D_2	=	OA85
Tr_1, Tr_2	=	ASY76

T_1 Nuclei di ferroxcube ad E tipo 56907.47/3A (vedere tabella 2). Carcassa della bobina adatta al nucleo sopracitato, tipo VA 90111.

Applicando una tensione negativa alle basi dei transistori attraverso la resistenza R_3, si ottiene un'accensione sicura.

La regolazione di questa alimentazione viene migliorata, senza provocare una grande perdita nel rendimento a pieno carico, applicando una VDR (resistenza dipendente dalla tensione) alle prese di carico.

In fig. 3 sono rappresentate le curve caratteristiche di rendimento per una entrata nominale di 6 V. La tensione di ondulazione misurata da picco a picco è di 220 V a pieno carico.

Fig. 2 - Realizzazione pratica del convertitore CC/CC da 900 mW

Convertitore CC/CC da 5 W

Questo circuito in controfase (fig. 4) con le sue caratteristiche di alto rendimento e di buona regolazione troverà applicazione nelle installazioni di prova, portatili ecc. Il convertitore utilizza due transistori AC 128 accoppiati. Il funzionamento è essenzialmente uguale a quello del circuito di fig. 1 eccetto per ciò che concerne le condizioni di accensione e di comando dei transistori che sono determinate dal partitore di tensione R_1-R_4. La tabella 3

TABELLA II

Avvolgimento	Numero di spire	Diametro del filo di rame smaltato (mm)
N 1	50	0,36
N 2	50	0,36
N 3	19	0,36
N 4	19	0,36
N 5	415	0,18

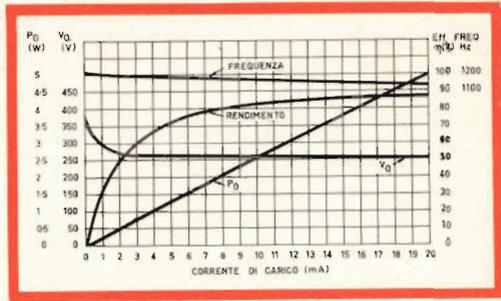
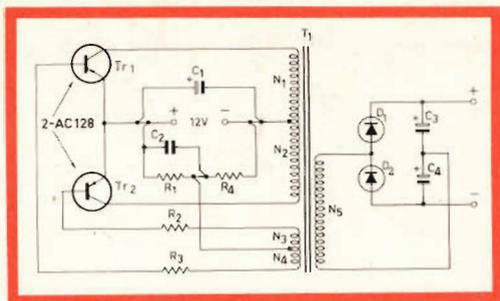



Fig. 4 - Schema elettrico del convertitore da 5 W

Fig. 5 - Curve caratteristiche del convertitore da 5 W, misurate con tensione d'ingresso di 12 V.

Componenti

R_1	=	100 Ω, ½ W, 10%
R_2, R_3	=	220 Ω, ½ W, 10%
R_4	=	4,7 kΩ, ½ W, 10%
C_1	=	40 μF, 16 V elettrolitico
C_2	=	1 μF, 125 V poliestere
C_3, C_4	=	8 μF, 200 V elettrolitico
D_1, D_2	=	BY114 al silicio
Tr_1, Tr_2	=	coppia 2-AC128 montati su alette di raffreddamento 56200

T_1 nucleo di ferroxcube ad « E » tipo 56907.13/3A
Nucleo di ferroxcube ad « I » tipo 56010.33/3A
(vedere tabella 3)

riporta i dettagli degli avvolgimenti del trasformatore. La tensione di ondulazione misurata da picco a picco è di 480 mV a pieno carico.

Convertitore CC/CC da 9 W

Questo convertitore offre una soluzione molto economica per quelle applicazioni in cui si richiedono delle potenze modeste e dove la regolazione dell'alimentazione non è molto importante e nelle applicazioni a carico fisso.

Una utilizzazione particolare è costituita dall'alimentazione di rasoi elettrici (fino a 9 W).

Il circuito di fig. 6 ha una tensione di uscita che dipende in una certa misura dal carico applicato e dai parametri dei transistori; al fine di ottenere la tensione di uscita nominale di 250 V nella gamma di potenza specificata (5 ÷ 9 W), è necessario regolare il traferro fra i due nuclei del trasformatore secondo la particolare potenza utilizzata. Si è notato che un traferro di circa 0,305 mm fornisce 250 V a pieno carico di modo che per le potenze inferiori questo traferro deve venire progressivamente ridotto (0,114 mm a 5 W) al fine di conservare questa stessa tensione.

Una resistenza VDR, resistenza che cambia di valore al variare della tensione viene collegata alle prese di uscita per assicurare la protezione nei casi in cui il carico sia in circuito aperto, in questo caso, le tensioni indotte possono diventare eccessivamente alte e danneggiano il transistore. Conviene notare che nelle applicazioni in cui l'alimentatore deve restare su di un certo limite di carico durante un periodo di tempo considerevole, la resistenza R_3 deve essere sostituita da due VDR in serie (tipo E299DH/P246) siccome l'alta tensione del secondario può causare un tasso di dissipazione eccessivo per una sola VDR. Nella tabella 4 sono riportati tutti i detta-

TABELLA III

Avvolgimento	Numero di spire	Diametro del filo di rame smaltato (mm)
N 1	58	0,455
N 2	58	0,455
N 3	12	0,255
N 4	12	0,255
N 5	650	0,16

Fig. 6 - Sc trico del convertitore da 9 W

Fig. 7 - Curve caratteristiche del convertitore da 9 W, misurate con tensione d'ingresso di 12 V.

Componenti

R_1	=	220 Ω, W
R_2	=	39 Ω, 1, W
R_3	=	VDR Philips tipo E299DH/P350
C_1	=	100 μF, 16 V elettrolitico
C_2	=	1 μF, 125 V poliestere
C_3	=	40 μF, 450 V elettrolitico
D_1	=	BY100 al silicio
Tr_1*	=	OC26

T_1 nuclei in ferroxcube ad « E » tipo 56907.49/3E1 (vedere tabella 4). Carcassa della bobina adatta al nucleo sopracitato, tipo VA901.21

* Il transistore è montato verticalmente con una rondella isolante di mica su una piastra di raffreddamento di acciaio dolce annerito di 7741,92 mm^2 di superficie.

gli concernenti gli avvolgimenti del trasformatore.

Si deve notare che il tipo di transistore utilizzato fornisce un livello di uscita di 10,2 W. Comunque, il circuito è stato limitato a una potenza di 9 W. Tenendo conto delle variazioni che si incontrano in questi tipi di convertitori.

TABELLA IV

Avvolgimento	Numero di spire	Diametro del filo di rame smaltato (mm)
N 1	57	0,72
N 2	22	0,455
N 3	600	0,255

La tensione di ondulazione misurata da picco a picco è di 550 mW a pieno carico.

Allorchè si usi il convertitore per alimentare dei rasoi CA/CC, si troverà che con il condensatore di pilotaggio C_3 inizialmente non carico, la regolazione dell'alimentazione risulterà insufficiente per l'avviamento del motorino. Questo inconveniente può essere ovviato per mezzo di un pulsante a pressione destinato ad aprire momentaneamente il circuito che fa caricare il condensatore C_3, l'energia immagazzinata è allora in grado di far avviare il motorino.

Convertitore CC/CC da 30 W

Il circuito di fig. 8 funziona come un convertitore del tipo ad accoppiamento a trasformatore in controfase; esso è equipaggiato con una coppia di transistori selezionati tipo OC26. Fra le applicazioni caratteristiche figurano gli alimentatori di alta tensione per gli equipaggiamenti di telecomunicazione, ricevitori radio domestici e piccoli amplificatori per citofoni. La fig. 10 mostra una realizzazione pratica del suddetto convertitore mentre nella tabella 5 sono dati i dettagli degli avvolgimenti del trasformatore.

Considerazioni sul nucleo del trasformatore

La scelta del materiale del trasformatore dipende in gran parte dalla potenza di uscita e dalla frequenza di funzionamento. Questa gamma particolare di convertitori è stata costruita utilizzando dei nuclei ad « E » di ferroxcube, perchè essi offrono

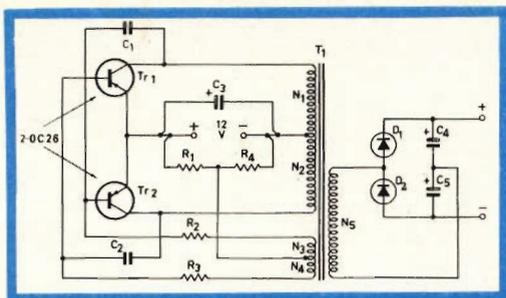



Fig. 8 - Schema elettrico del convertitore da 30 W

Fig. 9 - Curve caratteristiche del convertitore da 30 W, misurate con tensione d'ingresso di 12 V.

Componenti

R_1 = 10 Ω, 5,5 W
R_2, R_3 = 6,8 Ω, 5,5 W
R_4 = 560 Ω, 5,5 W
C_1, C_2 = 0,27 μF, 125 V poliestere
C_3 = 100 μF, 16 V elettrolitico
D_1, D_2 = BY114 al silicio
Tr_1, Tr_2* = coppia di OC26

T_1 nuclei di ferroxcube ad « E », tipo 56907.49/3E1 (vedere tabella 5). Carcassa della bobina adatta al nucleo sopracitato, tipo VA901.21

* Ogni transistore è montato con una rondella isolante di mica su una piastra di raffreddamento di acciaio dolce annerito di 9677,40 mm² di superficie.

una soluzione economica ed efficace ai problemi imposti dalle potenze di uscita. Questo materiale poco costoso permette una costruzione facile dei trasformatori e un rapido avvolgimento delle spire.

La grande resistività del nucleo riduce le perdite dovute alle correnti di Foucault.

TABELLA V

Avvolgimento	Numero di spire	Diametro del filo di rame smaltato (mm)
N 1	30	2x0,81
N 2	30	2x0,81
N 3	15	0,455
N 4	15	0,455
N 5	406	0,29

Un buon funzionamento è possibile anche a frequenze superiori ottenibili con qualsiasi altro materiale magnetico, ciò permette una utilizzazione più economica degli elementi di filtraggio e una riduzione dello spazio.

La densità del flusso di saturazione comparativamente debole del ferroxcube ha per risultato una sezione trasversale relativamente grande per una data potenza, sebbene questo effetto possa di solito essere compensato dalle più alte frequenze di funzionamento permesse.

La curva di saturazione magnetica BH non presenta dei punti di commutazione ben definiti, il che significa che quando è necessaria una saturazione del nucleo, il pilotaggio per il transistore deve essere maggiore, producendo delle correnti di punta più elevate per una data forma del nucleo.

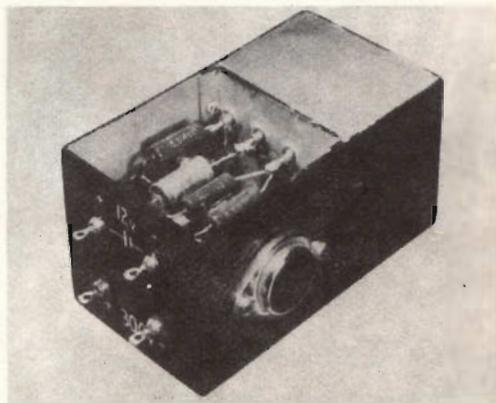
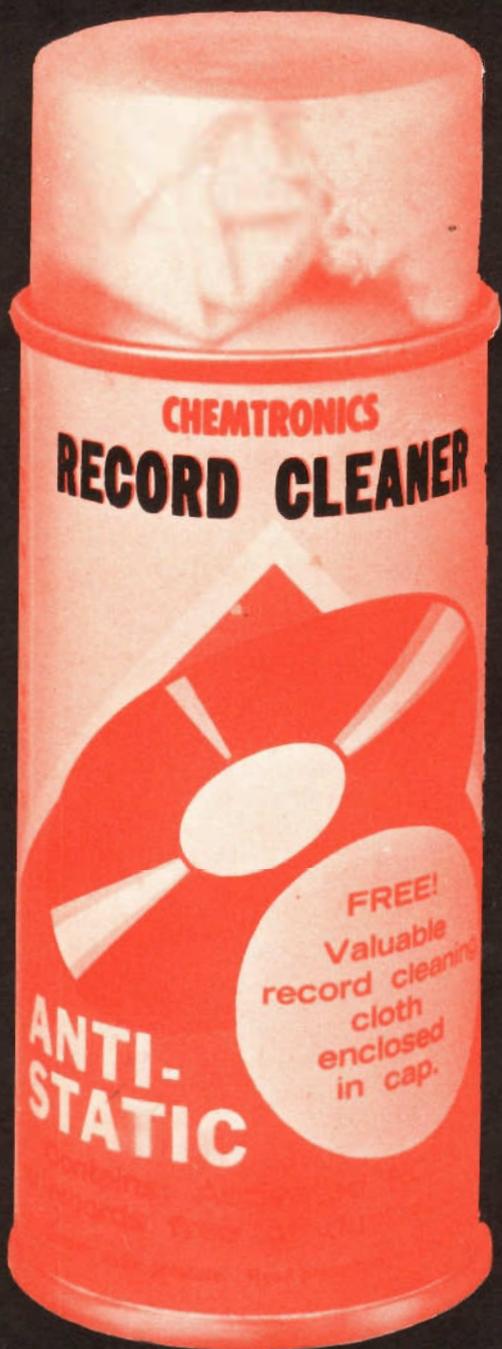



Fig. 10 - Realizzazione pratica del convertitore CC/CC da 30 W

Costruzione del trasformatore

Questi trasformatori sono costruiti con tutti gli avvolgimenti avvolti sulla barra centrale del nucleo di ferrite ad « E ». Gli avvolgimenti devono essere isolati con carta di 0,13 mm e nel caso del primario si dovranno avvolgere le spire in bifilare per ridurre al minimo le tensioni transitorie.

I nuclei devono essere solidamente uniti insieme e non è necessario alcun traferro.

Il ronzio del trasformatore può efficacemente essere ridotto ponendolo in un involucro di resina epoxy convenientemente chiuso.

Sommario

Gli alimentatori descritti in questo articolo sono facilmente realizzabili a causa dei componenti facilmente reperibili in commercio.

I circuiti sono stati progettati tenendo conto delle dispersioni normali nella costruzione dei parametri dei transistori e permettono una conversione efficace nella gamma di potenze specificate per ogni singolo convertitore.

Si sono usati in abbondanza circuiti duplicatori di tensione nei convertitori in controfase perchè essi permettono di fare miglior uso (a) dello spazio riservato agli avvolgimenti del trasformatore e (b) dei regimi di tensione del condensatore e del diodo.

(Da « Digested Concern Literature »)

F. T.

MECCANISMI PER LO SVOLGIMENTO DEL NASTRO MAGNETICO

Si descrivono in questo articolo, dopo aver spiegato nei numeri precedenti, il funzionamento delle testine di registrazione e il rapporto esistente fra la velocità del nastro e la qualità della registrazione, i meccanismi principali destinati allo svolgimento del nastro magnetico, cioè tutti quegli organi di guida, di tesatura, di regolazione della velocità ecc. atti a far funzionare correttamente il magnetofono. Si descrivono inoltre i vari tipi di magnetofoni a una o più velocità di svolgimento con i relativi sistemi di accoppiamento fra motore e supporti di trascinamento.

Guida del nastro

Il nastro magnetico all'inizio della registrazione o della riproduzione si trova avvolto sulla bobina A di sinistra; la coda neutra del nastro viene fissata alla bobina vuota B.

Le bobine A e B se non si trovano precisamente sullo stesso piano, fanno sì che il nastro sia troppo alto o troppo basso rispetto al circuito magnetico.

Per ottenere uno svolgimento perfetto si utilizzano due tipi di guide (fig. 1).

a) Una guida laterale in cui una parte fissa unita al contenitore di plastica contiene il circuito magnetico (fig. 2), l'altra parte a forma di forchetta, adattabile in altezza alla particolare costruzione del magnetofono, obbliga il nastro a svolgersi vicino al punto alto del traferro del circuito magnetico superiore.

b) Lo spigolo vivo della forchetta non basta sempre ad ottenere un buon svolgimento del nastro. Se le bobine A e B non sono allineate, il nastro subirà una usura anormale (fig. 3).

Per evitare queste anomalie, due guide supplementari regolabili in altezza sono poste a valle e a monte del circuito magnetico. In alcuni tipi di magnetofoni, una delle guide serve da contatto per l'arresto automatico del nastro.

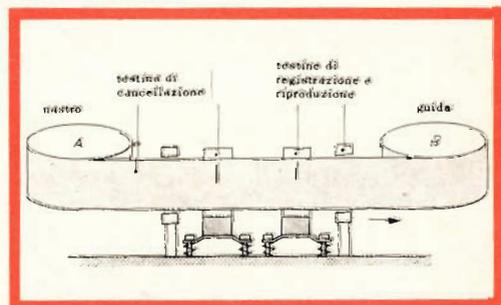



Fig. 1 - Sistema di guida del nastro davanti alle testine.

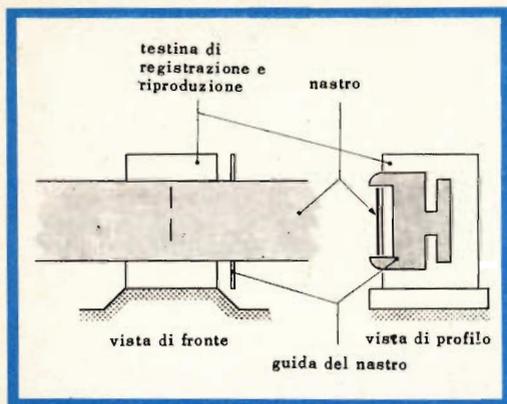



Fig. 2 - Viste particolareggiate del sistema di guida.

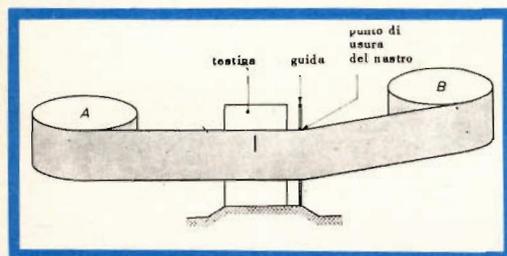



Fig. 3 - Sistema di trascinamento errato, supporto di destra B troppo alto.

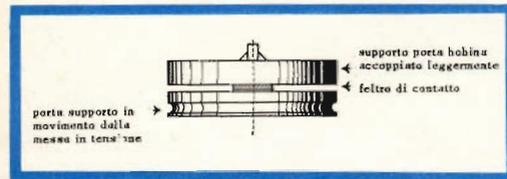



Fig. 4 - Assemblaggio del supporto e del porta supporto (visto di profilo).

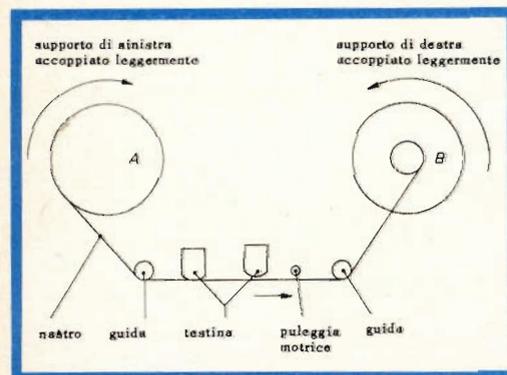



Fig. 5 - Tesatura del nastro mediante accoppiamento leggero dei supporti A e B.

Tesatura del nastro

Le guide non hanno nessuno scopo se il nastro non viene teso in senso longitudinale; così è necessario provocare una leggera tensione proveniente dalla bobina di sinistra e una da destra.

In generale si utilizzano due soluzioni:

a) I supporti della bobina destra e sinistra girano in senso inverso a quello della tensione. Si provoca una messa in moto dolce e le bobine A e B vengono sollecitate nel senso in cui si svolge il nastro magnetico (fig. 4 e 5).

b) Una variante di questo procedimento consiste nel non sollecitare la bobina A verso destra, ma frenandola leggermente con un piccolo pattino di feltro che preme sul porta bobina.

Il nastro essendo sottoposto a una tensione dalla parte della puleggia motrice, sarà automaticamente tesa nella bobina A. A destra di questa puleggia motrice, la tensione viene assicurata da una dolce messa in moto del motorino, per mezzo del supporto della bobina (fig. 6).

Nota

In caso di manovre non tempestive, il nastro magnetico può formare un ricciolo nella zona compresa fra la puleggia motrice e la bobina destra. Questo inconveniente si ha più spesso con i magnetofoni utilizzanti bobine di grande diametro (18 cm). Per ovviare a questo inconveniente vengono usate delle guide più lunghe (fig. 8).

Regolazione della velocità di svolgimento normale

Se il nastro è stato registrato a una delle velocità standard di 2,54 cm/s — 4,75 cm/s — 9,5 cm/s — 19 cm/s, per riprodurre tale registrazione si deve far svolgere il nastro alla stessa velocità.

Le piccole variazioni di tensione della rete alla quale è collegato il magnetofono non devono influenzare la velocità di svol-

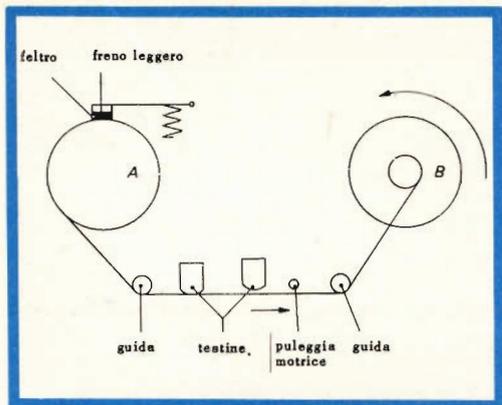



Fig. 6 - Tesatura del nastro mediante frenatura del supporto A.

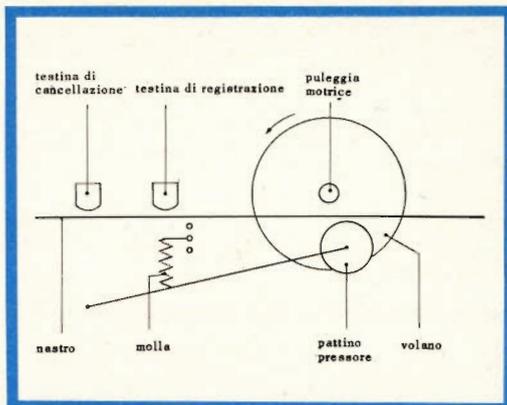



Fig. 7 - Pattino pressore in posizione di riposo.

gimento del nastro. La puleggia motrice dovrà quindi avere una notevole inerzia.

Il rotore del motorino asincrono sincronizzato non ha più inerzia sufficiente per permettere di ottenere direttamente una buona regolazione della velocità di svolgimento del nastro. Per colmare questa lacuna, è indispensabile accoppiare il motorino a un pesante volano calibrato ed equilibrato in modo conveniente. L'asse di questo volano costituisce la puleggia motrice, elemento di trascinamento del nastro.

Anche quando il nastro è fermo, il volano continua a girare per non provocare, all'inizio del funzionamento delle variazioni di velocità (fig. 7).

Il pattino pressore in caucciù provoca lo svolgersi normale del nastro magnetico premendolo sulla puleggia motrice (fig. 9). La pressione del pattino di caucciù è determinata da una molla, una estremità della quale può venir fissata a delle tacche che ne determinano un allungamento più o meno grande.

Un magnetofono dopo aver funzionato per un periodo molto lungo può dare la impressione di non girare più alla velocità normale.

Una regolazione effettuata da uno specialista per ridare una pressione normale del pressore sulla puleggia motrice, permette al nastro magnetico di ritrovare la sua velocità normale di svolgimento.

Pressore

La pressione del pattino di caucciù applicata al nastro sulla puleggia motrice in caso di svolgimento normale, non è più sufficiente per ottenere una corretta applicazione del nastro sulla testina di registrazione in ogni tipo di magnetofono non professionale. Nel caso di magnetofoni a 4 piste la pressione del nastro sulle piste è particolarmente importante. Per migliorare la regolazione della pressione, si applica un pattino di feltro che preme sul nastro su tutta la lunghezza della testina di riproduzione. Questo pressore, la maggior parte delle volte, viene situato su un supporto, solidale a una molla fis-

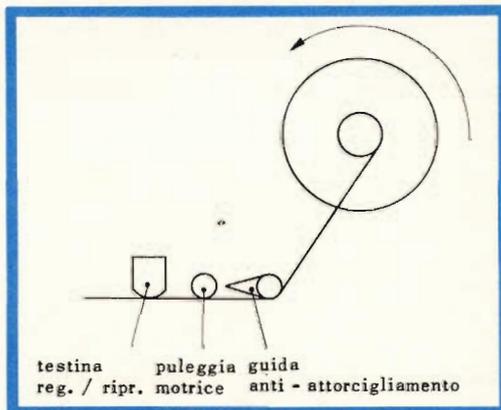



Fig. 8 - Sistema per evitare l'attorcigliamento del nastro.

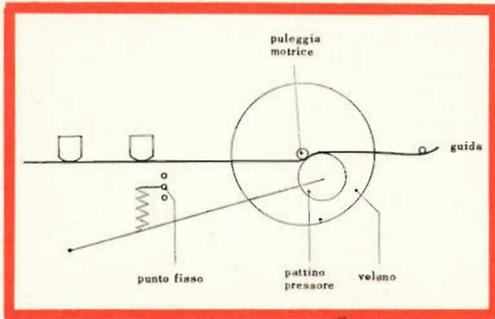



Fig. 9 - Posizione di svolgimento normale del nastro.

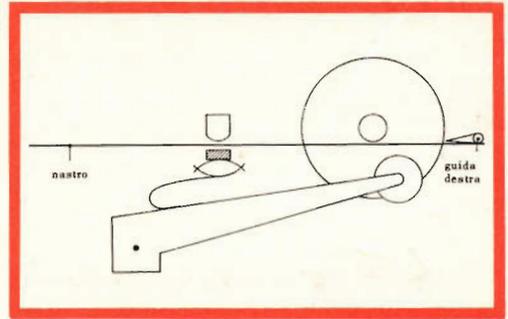



Fig. 11 - Posizione di svolgimento rapido e stop.

sata al braccio che porta il pattino pressore (fig. 10).

Per adempiere a questa funzione si possono utilizzare diversi tipi di meccanismi più o meno complicati.

In posizione « stop », « avvolgimento rapido », « riavvolgimento rapido », il pattino di caucciù non preme più il nastro sulla puleggia motrice; il braccio che porta il pattino si trova staccato dalla testina, di modo che il pressore di feltro non prema il nastro sulla testina, come mostra la fig. 11.

In posizione « svolgimento normale », il braccio del pattino pressore si sposta per portare il nastro sulla puleggia motrice, portando nel suo movimento il feltro del pattino pressore e il nastro si troverà così convenientemente pressato sulla testina di registrazione.

Nota

Un sibilo nella riproduzione può avere per origine il cattivo funzionamento del feltro pressore. Una perdita molto sensibile delle frequenze alte nella riproduzione può essere causata da una pressione insufficiente dello stesso feltro.

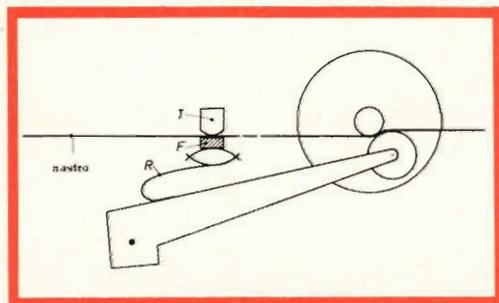



Fig. 10 - Feltro che preme il nastro sulla testina di registrazione-riproduzione; T = testina, F = feltro, R = molla.

Caso speciale di un magnetofono portatile a transistori funzionante a pila

I costruttori di questi tipi di apparecchi devono utilizzare un motore funzionante in corrente continua fornita da batterie.

Il principale inconveniente di un tale motore è quello di non avere una velocità sincronizzabile e di avere una velocità di rotazione strettamente legata al valore del carico e dallo stato delle pile.

Gli amplificatori, al contrario, sono previsti per essere utilizzati senza difficoltà con delle variazioni di tensione delle pile che possono raggiungere il valore del 20 per cento.

Un regolatore centrifugo, il cui principio è uguale a quello dei regolatori usati sulle prime macchine a vapore, è montato sull'albero motore.

Questo sistema introduce o elimina un elemento elettrico in modo che la velocità del motore tende a diminuire quando è troppo veloce e viceversa (fig. 12). Questo elemento elettrico può essere una resistenza; il nastro consente una velocità di svolgimento corretta per tensioni di alimentazione del motore comprese fra 9 e 7 V.

Velocità: sebbene i magnetofoni abbiano per principio una velocità di svolgimento costante, il valore di 1 o 5 per 1000 co-

stituisce, per i magnetofoni di peso e volume ridotti, un limite ragionevole delle variazioni misurabili secondo certe norme definite dai costruttori.

a) le variazioni rapide della velocità di svolgimento (flutter);

b) le variazioni lente delle velocità di svolgimento (wow).

Questi due tipi di variazioni avendo delle origini differenti possono coesistere in permanenza. È evidente che per un magnetofono, le fluttuazioni della velocità sono tanto meno importanti quanto più la velocità di svolgimento è rapida.

Per avere una idea più precisa, si può dire che il 2 o 3 per mille è consentito.

Accoppiamento delle ruote volano ai motori in caso di magnetofoni ad una velocità

I motori di tipo asincrono sincronizzati usati nel caso di magnetofoni funzionanti con la tensione di rete o del tipo continuo a velocità regolabile hanno una velocità di rotazione costante. Per assicurare uno svolgimento a velocità normalizzata del nastro magnetico, la puleggia motrice (accoppiata direttamente al volano) dovrà girare a una velocità che sarà in funzione del suo diametro. Nel casò dei magnetofoni a una velocità, il volano è generalmente accoppiato alla puleggia del motore per mezzo di una cinghia; la velocità di rotazione migliore della puleggia motrice sarà funzione del rapporto dei diametri delle pulegge, del volano, della puleggia motrice e della velocità del motore (fig. 13).

Magnetofoni a più velocità

Per ottenere un numero maggiore di velocità, si usa quasi sempre un dispositivo atto al cambio delle pulegge. In pratica una puleggia possiede tanti stadi di diametri differenti, quante sono le velocità usate; essa si trova accoppiata direttamente all'albero motore. Ogni stadio della puleggia del motore può essere alternativamente accoppiato al volano, solidale con la puleggia motrice, con l'aiuto di una puleggia intermedia in caucciù. Queste pu-

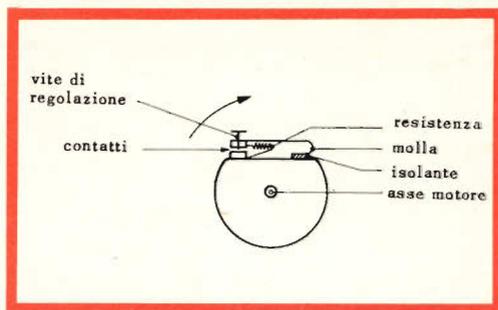



Fig. 12 - Regolatore di motore a pila attuato mediante l'introduzione di una resistenza in serie con il motore, in funzione della velocità.

legge intermedie sono azionate direttamente dai tasti corrispondenti alle varie velocità (fig. 14). Per definire la velocità di svolgimento del nastro, si fa corrispondere il rispettivo diametro del volano, della puleggia motrice e dell'albero motore con quella della velocità di rotazione del motore.

Nota

Nel caso di magnetofoni professionali che utilizzano le velocità di svolgimento, 19 cm/s e 38 cm/s, la puleggia motrice è solidale col rotore (parte esterna del motore). Lo statore costituisce la parte interna del motore; il rotore molto pesante fa la funzione del volano, regolatore necessario al buon svolgimento del nastro.

Per cambiare la velocità, non si usa nessun sistema meccanico intermediario, in quanto si effettua elettricamente com-

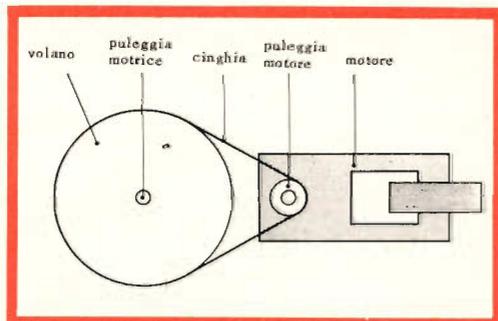



Fig. 13 - Sistema di accoppiamento del motore mediante una cinghia.

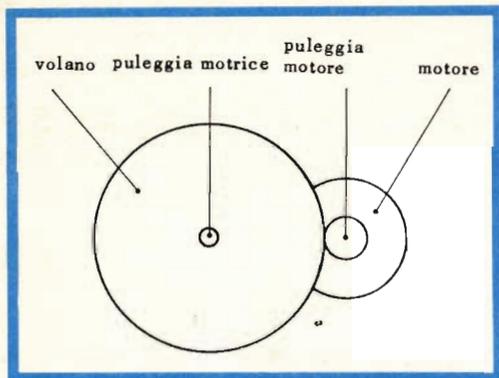



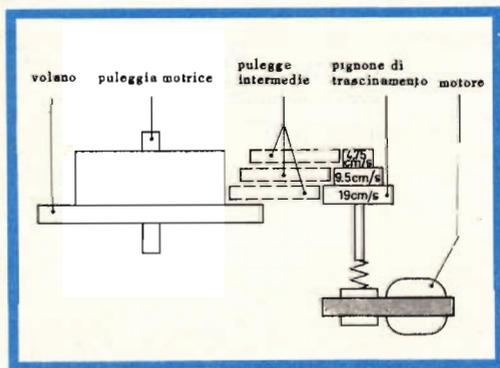
Fig. 14 - Sistema di accoppiamento diretto.

binando opportunamente il numero dei poli usati nel motore.

Utilizzazione dei magnetofoni con tensioni di rete aventi frequenze di 50 e 60 Hz

I magnetofoni essendo utilizzati nelle diverse nazioni vengono alimentati con tensioni di rete di frequenze differenti, ferma restando l'unificazione delle velocità di svolgimento del nastro ai valori: 2,54 cm/s - 4,75 cm/s - 9,5 cm/s - 19 cm/s - 38 cm/s.

Si avranno così due casi:

a) Il nastro è stato registrato su un magnetofono funzionante con tensione di rete a 60 Hz e deve essere poi riprodotto su un magnetofono funzionante con una tensione di rete a 50 Hz. Non si avrà alcun problema per stabilire una corrispondenza magnetica, con la sola condizione di utilizzare la stessa velocità.

b) Il magnetofono viene trasportato da un paese all'altro. Questo apparecchio regolato per 50 Hz alla velocità di 9,5 cm/s per esempio, il nastro si svolgerà correttamente, in tutti i paesi che utilizzano una tensione di rete di 50 Hz.

Al contrario se si collega questo stesso magnetofono a una rete di 60 Hz senza alcuna precauzione, il nastro registrato in un paese alla velocità di 9,5 cm/s si svolgerà in un altro paese alla velocità di $9,5 \times 60/50 = 11,4$ cm/s con conseguente deformazione della riproduzione (la voce sarà molto acuta).

Inversamente, un nastro registrato alla velocità di 9,5 cm/s su un magnetofono alimentato con una tensione di rete a 60 Hz si svolgerà a una velocità più lenta se utilizzato con una tensione di rete avente una frequenza di 50 Hz; la velocità sarà $9,5 \times 50/60 = 7,9$ cm/s con conseguente deformazione della riproduzione (la voce sarà molto bassa).

La soluzione migliore è di adottare un motore sincronizzato automaticamente con tensioni di rete a frequenza sia di 60 Hz che di 50 Hz, in modo da avere la stessa velocità in entrambi i casi. Per utilizzare il magnetofono con una frequenza o con l'altra, basterà cambiare la puleggia montata sull'albero motore che sarà semplice nel caso di un magnetofono a una sola velocità o a più stadi se il magnetofono è a più velocità.

Un'ulteriore precauzione consiste nell'alimentare il motore a 60 Hz su una presa diversa del trasformatore d'alimentazione in modo da avere una tensione più elevata e compensare così l'aumento sistematico dell'impedenza al passaggio da 50 a 60 Hz.

L'amplificatore di registrazione o di riproduzione non comporta generalmente nessun problema per il passaggio da una frequenza all'altra.

F. T.

(Da « Les magnetophones modernes »)

Fig. 15 - Esempio di magnetofono a tre velocità.

OSCILLATORE GRID-DIP CON INDICATORE DI SINTONIA

Si descrive un semplice oscillatore grid-dip equipaggiato con un tubo indicatore di sintonia che per la sua semplicità può essere facilmente realizzato ed essere di valido aiuto a tutti coloro che per particolari esigenze di lavoro ne debbano fare uso. È opportuno tuttavia segnalare che lo schema riprodotto è puramente uno studio e viene dato a titolo indicativo.

Molto noti sono gli oscillatori grid-dip equipaggiati con un tubo indicatore d'accordo in cui la sezione triodo viene utilizzata come oscillatore di modo che la sezione indicatrice serve come « strumento indicatore » in sostituzione di un amperometro.

Molto spesso questi circuiti presentano l'inconveniente di non dare una indicazione esatta, ma un po' vaga a causa della presenza dell'alta frequenza applicata all'elettrodo di deviazione. È impossibile eliminare questo inconveniente per la ragione che l'anodo del triodo e l'elettrodo di deviazione sono collegati internamente. Utilizzando invece un tubo indicatore che non è dotato di questa connessione interna si può evitare che l'alta frequenza venga applicata all'elettrodo di deviazione. È allora possibile avere una indicazione molto precisa. Alcuni tubi che non sono dotati di questo collegamento interno sono ad esempio l'EM 84 e l'EM 87.

Nello schema di fig. 1 viene utilizzato un tubo EM 84. Per utilizzare un tubo

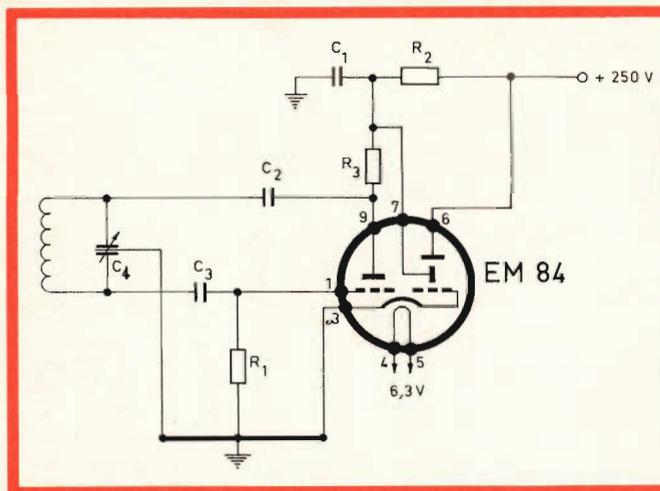



Fig. 1 - Schema elettrico dell'oscillatore grid-dip.

COMPONENTI

Resistori	Condensatori
Tutti i resistori sono da 1/2 W R_1 = 500 kΩ R_2 = 500 kΩ R_3 = 25 kΩ	C_1 = 5000 pF, 350 V C_2 = 100 pF C_3 = 100 pF C_4 ≐ 2 x 50 pF

La bobina deve essere avvolta in modo che presenti un punto di risonanza alle frequenze volute, con il condensatore C_4 variabile.

EM 87 nello stesso circuito, si devono modificare leggermente i valori delle resistenze.

L'esperienza ha dimostrato che l'EM 84 oscilla ancora a 100 MHz e che il rapporto L/C è sufficiente perchè possa variare da tubo a tubo (si deve tener conto del fatto che le proprietà RF dei tubi indicatori EM 84 e EM 87 non sono più garantiti dai fabbricanti dei tubi).

Descrizione del circuito

Come si può vedere dallo schema si utilizza un oscillatore Collpitts; così si evita la necessità di realizzare una bobina con presa. La tensione applicata all'elettrodo di deviazione proviene da un punto situato nel circuito che è stato disaccoppiato in confronto al segnale RF, per mezzo di C_1. Così si evita « l'effetto di nebbia » prodotto sulla placca indicatrice. Fra questo punto disaccoppiato e l'anodo della sezione triodo si trova ancora una impedenza anodica sotto forma di R_3. Invece di R_3 si può utilizzare una induttanza RF, avente una resistenza di 24 kΩ, che dà lo stesso risultato. Il catodo è collegato a massa e lo schermo fluorescente al polo positivo dell'alta tensione.

Si è accertato che la resistenza di fuga di griglia R_1 di 500 kΩ è sufficiente per evitare delle perdite di segnale RF, e assicurare così una variazione massima della tensione di griglia.

Un'alta tensione di circa 250 V è esatta, la tensione di accensione per l'EM 84 è di 6,3 V. Se l'alimentatore viene incorporato nell'oscillatore grid-dip, è necessario che il trasformatore di rete venga montato in un posto più lontano possibile dal tubo EM 84 per evitare che l'immagine fluorescente diventi di nuovo vaga per effetto del campo magnetico del trasformatore.

(Da « Techniques Nouvelles ») **F.T.**

unità di pre-allarme

Si descrive un circuito elettronico progettato per azionare dei relé quando un fascio luminoso viene interrotto. Questo circuito per le sue particolari caratteristiche può essere usato per numerose altre applicazioni, per esempio, per l'arresto di macchine utensili o per l'apertura di porte di autorimesse.

Il circuito raffigurato in fig. 1 serve ad azionare alcuni relè quando un fascio di luce viene interrotto. Benchè il circuito sia stato progettato come unità di pre-allarme, esso offre numerose altre possibilità di applicazione.

Se il fascio luminoso viene interrotto dall'operatore di una macchina utensile, per esempio, i relè possono arrestare il funzionamento di quest'ultima ed eliminare in questo modo un eventuale incidente. Nel caso invece che il fascio luminoso venga interrotto da un veicolo, i relè possono comandare dei meccanismi per l'apertura della porta dell'autorimessa. Il fascio luminoso è diretto sulla fotocellula del tipo LDR-03 (B8 731 03) in modo da attraversare anche un eventuale ostacolo. Quando quest'ultimo interrompe il fascio, la resistenza della fotocellula aumenta. Di conseguenza, la base di TR_1 colllegata alla cellula per mezzo di D_1, diventa più negativa.

Il diodo deve essere inserito per impedire alla base del transistore TR_1 di diventare più negativa sotto l'effetto della corrente che altrimenti circolerebbe attraverso R_8, R_7, D_1 e la fotocellula.

I transistori TR_1 e TR_2 formano uno stadio monostabile, che non funziona fino a che la base di TR_1 raggiunge un certo potenziale negativo. Quando questa condizione si verifica, TR_1 diviene conduttore, il relè RL_A entra in funzionamento e TR_2 è bloccato da un segnale applicato per mezzo del condensatore C_2. Il relè RL_A resta eccitato; TR_1 conduce e TR_2 è bloccato fino a quando C_2 si scarica e il potenziale di base di TR_2 diventa sufficientemente negativo per rendere TR_2 conduttore. Un segnale positivo viene allora applicato, per mezzo di R_7, alla base di TR_1. Questo transistore è dunque bloccato e il circuito riprende il suo stato stabile.

Per mezzo dei contatti di cui è munito il relè RL_A, si può dare un allarme durante

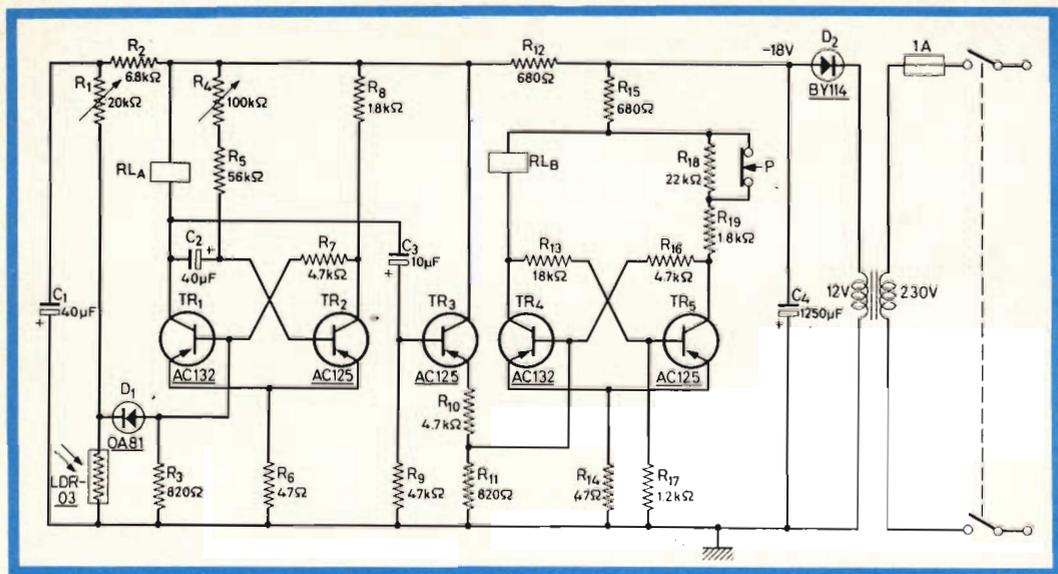



Fig. 1 - Schema elettrico dell'unità di pre-allarme.

COMPONENTI

Resistori

R_1 =	20 kΩ	potenziometro lineare
R_2 =	6,8 kΩ	
R_3 =	820 kΩ	
R_4 =	100 kΩ	potenziometro lineare
R_5 =	56 kΩ	
R_6 =	47 Ω	
R_7 =	4,7 kΩ	
R_8 =	1,8 kΩ	
R_9 =	47 kΩ	
R_{10} =	4,7 kΩ	
R_{11} =	820 Ω	
R_{12} =	680 Ω	
R_{13} =	18 kΩ	
R_{14} =	47 Ω	
R_{15} =	680 Ω	
R_{16} =	4,7 kΩ	
R_{17} =	1,2 kΩ	
R_{18} =	22 kΩ	
R_{19} =	1,8 kΩ	

Diodi

D_1 = OA 81
D_2 = BY 114

Condensatori

C_1 = 40 μF, 16 V
C_2 = 40 μF, 16 V
C_3 = 10 μF, 16 V
C_4 = 1250 μF, 25 V

Transistori

TR_1 = AC 132 (OC 72)
TR_2 = AC 125 (OC 71)
TR_3 = AC 125 (OC 71)
TR_4 = AC 132 (OC 72)
TR_5 = AC 125 (OC 71)

Fotocellula

LDR-03 (B 8 731 03)

Relé

Resistenza della bobina = 700 Ω
Corrente di chiusura = 10 mA

il breve periodo in cui TR_1 è conduttore. Con i valori indicati sullo schema, questo periodo sarà di soli 2,5 sec.

Evidentemente i contatti del relè possono essere utilizzati per eccitare un secondo relè o un circuito che, a sua volta, può

Mod. 30 (Ediz. 1961)
L'Amministrazione non assume alcuna responsabilità civile in conseguenza del servizio telegrafico.
AFFEZIONATA CLIENTELA
Ricevuto il 16
PROVENIENZA
DESTINAZIONE
NUM.
PAROLE
6
DATA DELLA PRESENTAZIONE
Giorno e mese
16
Ore e minuti
Qualifica
=== AFFIDATEVI ALLA QUALITÀ
PREFERITE ANTENNE G.B.C. ===
GBC
electronics

azionare un sistema d'allarme e quindi richiudersi.

In questo caso, un allarme continuo è fornito per mezzo di un relè montato in un circuito bistabile Eccles-Jordan.

Per mezzo di C_3, il collettore di TR_1 è collegato alla base di TR_3 normalmente bloccato. Essendo TR_1 bloccato, un impulso negativo è applicato alla base di TR_3 di modo che quest'ultimo diventa conduttore. Il circuito Eccles-Jordan, costituito da TR_4 e TR_5, è concepito in modo che TR_4 è generalmente bloccato, se non è bloccato, si può renderlo tale per mezzo del pulsante P. Quando si preme il pulsante P, R_{18} viene inserito nel circuito; la base di TR_4 diventa più positiva e il transistore è bloccato.

La base di TR_4 è collegata direttamente nel punto di giunzione di R_{11} e di R_{10}. Perciò, quando TR_3 conduce, la base di TR_4 diventa negativa e TR_4 conduce. Il relè RL_B funziona e resta eccitato fino a quando il pulsante P è sollecitato e TR_4 è di nuovo bloccato.

(Da « Digested Concern Literature ») **F. T.**

La qualità dell'immagine che appare sullo schermo di un televisore dipende in gran parte dalla finezza del punto fluorescente che traccia, riga per riga, l'immagine sullo schermo del tubo a raggi catodici — dunque dalla precisione con la quale il fascetto elettronico è focalizzato in un punto sullo schermo. La foto riportata qui sopra mostra come, nel caso della fabbricazione dei tubi a raggi catodici, si procede al controllo della finezza e della forma del punto luminoso. Si fa lavorare il tubo in condizioni normali, si applica alla griglia una tensione di comando pulsante in modo che appaia sullo schermo una trama di punti. Si regola la grandezza degli impulsi di tensione di griglia in modo che la corrente del fascetto pulsante acquisti una intensità determinata, per esempio di 100 μA. Dopo la regolazione ottima della corrente di focalizzazione, si controlla, con l'aiuto di un piccolo microscopio, se i punti luminosi sono sufficientemente sottili e se la loro forma è abbastanza circolare.

rivelatore elettronico di congelamento

Si descrive la costruzione di uno strumento con il quale è possibile rilevare elettronicamente se la temperatura esistente per esempio in un locale adibito a magazzino per generi alimentari o in un congelatore di frigorifero, si abbassa fino al punto di congelamento o al di sotto dello zero, o se la temperatura regolata sullo zero o su un valore più basso aumenta al di sopra del punto di congelamento.

In un locale dove vi sia un quantitativo di merci alimentari, per esempio patate, destinate al consumo, la temperatura non deve assolutamente mai raggiungere un valore vicino al punto di congelamento o passare al di sotto dello zero. Nel congelatore di un frigorifero dove si tiene il quantitativo di prodotti alimentari a una temperatura di qualche grado al di sotto dello zero, la temperatura non deve mai aumentare al di sopra del punto di congelamento. Un tale aumento di temperatura potrà prodursi, se la tensione di rete alla quale è collegato il motore del frigorifero viene interrotta bruscamente.

Si potrebbero enumerare numerosi altri locali di cui si vuole conoscere in ogni istante la temperatura.

Il rivelatore permette la rivelazione elettronica nei casi seguenti:

1) La temperatura si abbassa fino al punto di congelamento o al di sotto dello zero.
2) La temperatura regolata sullo zero o su un valore più basso aumenta fino al di sopra del punto di congelamento.

Nel montaggio che ora descriveremo, la resistenza NTC tipo B8.320.03/10K serve come elemento per la determinazione della temperatura. Questa resistenza NTC viene montata in un partitore di tensione che determina la tensione da applicare alla base di TR_2.

Se la temperatura della resistenza NTC abbassa, per esempio, la temperatura ambiente fino a un valore vicino al punto di congelamento, la sua resistenza aumenterà. Per mezzo del potenziometro da 10 kΩ, il montaggio può essere regolato in modo che, di conseguenza, alla variazione della resistenza dell'elemento NTC dovuta al fatto che la temperatura diminuisce, il montaggio si comporterà come un flip-flop, di modo che TR_1 e TR_2 diventano conduttori alternativamente. Ne risulta

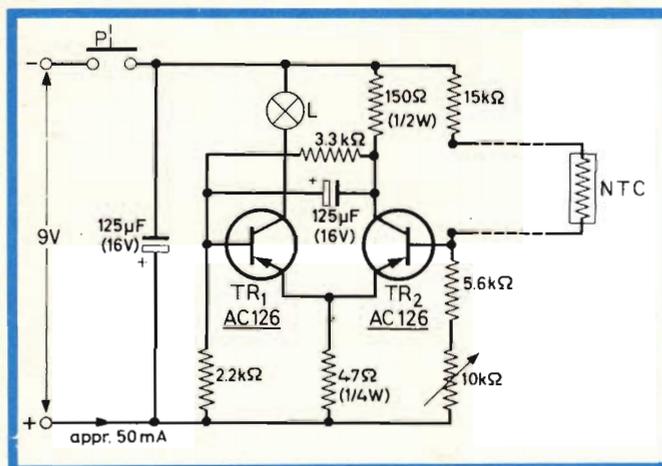



Fig. 1 - Schema elettrico del circuito rivelatore di freddo. Tutte le resistenze sono da 1/8 W, salvo diversamente specificato e a carbone. La lampadina è del tipo a 6 V, 50 mA.

che la lampada termoionica L collegata si accende.

Se la temperatura continua ad abbassarsi fino a 0°, la resistenza dell'elemento NTC aumenta da 10 kΩ a 30 kΩ. Ne risulta che TR_2 non è più conduttore, perchè allora la tensione positiva applicata alla base è troppo elevata in confronto a quella applicata all'emettitore. Il montaggio è stato realizzato in modo che una tensione negativa sufficiente sia applicata alla base di TR_1 di modo che questo diventi conduttore. Ne risulta che la lampadina rimane accesa. Se la temperatura continua ad abbassarsi, la resistenza dell'elemento NTC aumenterà ancora, ma questa non eserciterà alcuna influenza sulla corrente che percorre la lampadina L.

Innanzitutto si deve regolare il montaggio, perchè questo dia una indicazione concernente il momento in cui si raggiunge la temperatura desiderata. Questo si effettua nel modo seguente:

1) Porre la resistenza NTC in un recipiente riempito di ghiaccio fondente e controllare per mezzo di un termometro se la temperatura è di 0° C.

2) Lasciare la resistenza NTC nel recipiente per qualche istante perchè prenda la temperatura del ghiaccio fondente.

3) Premere il pulsante di accensione P e regolare il potenziometro da 10 kΩ in modo che la lampadina L non lampeggi, ma resti accesa.

È chiaro che lo stesso montaggio permette di rivelare condizioni opposte, poichè se nel caso descritto la temperatura passa di nuovo dal punto di congelamento (la lampada comincia ad illuminarsi), la lampadina L si spegne.

Il montaggio riprende allora la condizione iniziale.

Il rivelatore di freddo può dunque essere utilizzato dove sia necessario segnalare un aumento della temperatura da zero gradi o di un valore più basso, fino al di sopra del punto di congelamento; per esempio in un congelatore di frigorifero.

Nel primo caso la lampada termoionica indica la situazione seguente:

1) La lampadina è spenta - situazione normale.

2) La lampadina lampeggia - controllare quale ne è la causa.

3) La lampadina è accesa - verificare il funzionamento.

Nel secondo caso la lampadina dà le indicazioni seguenti:

1) La lampadina è accesa - situazione normale.

2) La lampadina lampeggia - controllare quale ne è la causa.

3) La lampadina è spenta - verificare il funzionamento.

(Da « Digested Concern Literature ») **F.T.**

telemisura elettronica della temperatura

Si descrive la costruzione di un termometro elettronico per misurare temperature da — 10° C a + 40° C, temperature cioè che si trovano nelle abitazioni, nelle serre riscaldate adatte alla coltivazione di fiori, frutti ecc. e nei magazzini di deposito per vari generi. Caratteristica importante di questi circuiti è che i valori delle temperature possono essere letti in qualsiasi momento e a una distanza che può arrivare anche a 100 metri dai diversi luoghi dove sono installate le sonde sensibili alla temperatura.

Capita spesso che in un posto determinato e in un momento qualunque si desideri poter misurare la temperatura che regna in un locale posto a una certa distanza. Si desidera sapere per esempio in ogni istante stando in casa qual'è la temperatura esterna o la temperatura che regna nelle serre riscaldate dove si coltivano dei frutteti, dei legumi, dei fiori oppure la temperatura in magazzini adibiti al deposito di prodotti alimentari.

Il montaggio del termometro che ora descriveremo permette di misurare la temperatura fino a una distanza maggiore di cento metri. Come elemento sensibile alla temperatura si utilizza la resistenza NTC di tipo speciale a termometro costruita dalla Philips, tipo E 205 CE/P10K.

Questa resistenza NTC viene collegata in un montaggio a ponte (fig. 1). Lo strumento di misura è un microamperometro da 100 μA. Si può regolare il montaggio in modo che la deviazione totale dello strumento di misura corrisponda alla temperatura più elevata che si deve misurare. Questa regolazione si effettua con il potenziometro da 1 kΩ; il commutatore S_b viene posto nella posizione 1. La scala del-

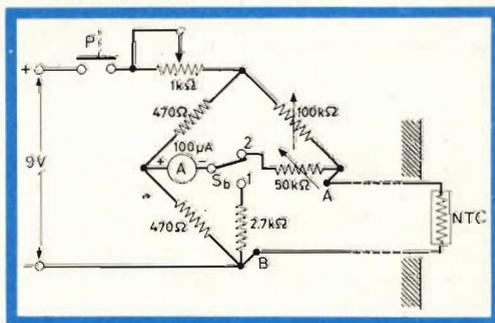



Fig. 1 - Schema elettrico del termometro elettronico. Posizione del commutatore S_b: 1. regolazione del microamperometro per mezzo del potenziometro da 1 kΩ per la deviazione totale; 2. misura della temperatura.

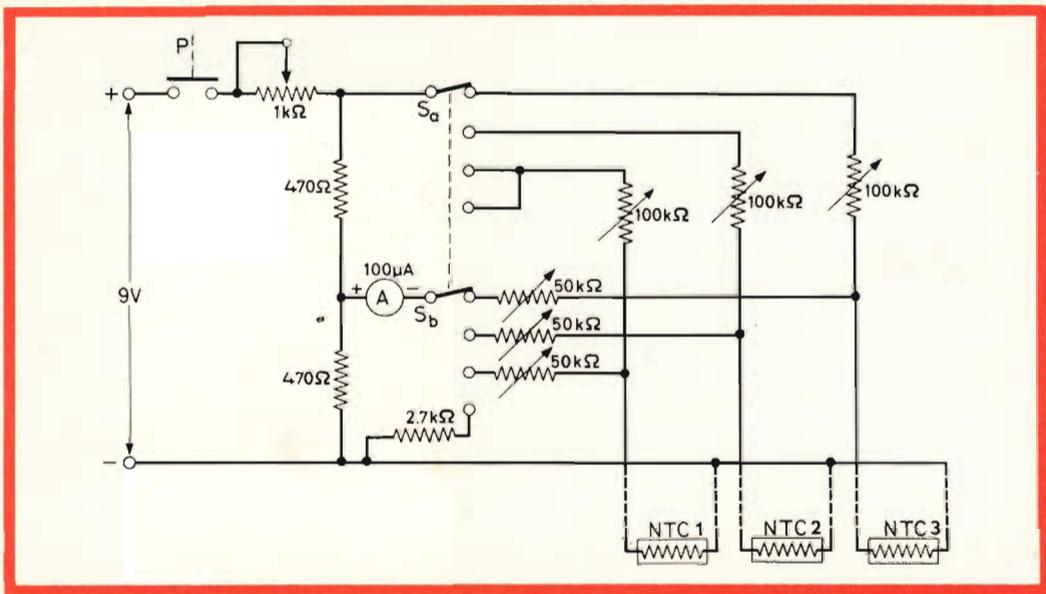



Fig. 2 - Circuito aggiuntivo del termometro elettronico con tre esempi di applicazione degli elementi sensibili alla temperatura. NTC 1 = cantina; NTC 2 = stanza di refrigerazione; NTC 3 = serra riscaldata.

lo strumento di misura può essere allora calibrata per mezzo dei due potenziometri da 100 kΩ e da 50 kΩ, il commutatore S_b viene portato nella posizione 2.

Per la gamma di misura compresa fra — 10° C e + 40° C si deve agire come segue:

1) Premere il pulsante di accensione P.

2) Portare il commutatore S_b nella posizione 1.

3) Ritoccare la regolazione del potenziometro da 1 kΩ di modo che si ottenga la deviazione totale dello strumento di misura.

4) Portare il commutatore S_b nella posizione 2 e porre la resistenza NTC in un recipiente riempito di ghiaccio fondente (0° C). Controllare questa operazione per mezzo di un buon termometro.

5) Ritoccare la regolazione del potenziometro da 100 kΩ di modo che l'indice del microamperometro si trovi a un terzo della scala.

6) Porre quindi la resistenza NTC in un recipiente riempito d'acqua la cui temperatura sia di 25° C e controllare questa operazione con un buon termometro. Aspettare un attimo che la resistenza NTC raggiunga la temperatura di 25° C.

7) Ritoccare la regolazione del potenziometro da 50 kΩ in modo che l'indice dello strumento si trovi a due terzi della scala.

8) Portare quindi il commutatore P nella posizione di « circuito escluso ».

Lo strumento elettronico di misura della temperatura può allora essere utilizzato in una gamma di temperature comprese fra — 10° C e + 40° C.

Se non si produce la deviazione dell'indice durante l'utilizzazione, ciò corrisponde a una temperatura di — 10° C o meno, mentre invece una deviazione totale corrisponde a + 40° C o più. Le posizioni intermedie dell'indice corrispondono ai valori intermedi. Per ottenere una indicazione più precisa della temperatura, si può

tarare lo strumento di misura in diversi punti.

Non si deve quindi calibrare lo strumento di misura con i fili corti e poi mettere dei fili più lunghi durante il montaggio. Inoltre questi fili di collegamento devono essere preferibilmente uniti il più possibile.

Variazione del montaggio

Nel caso sopra citato, si può misurare la temperatura in diversi posti per mezzo di questo termometro elettronico. A questo scopo si deve porre una resistenza NTC del tipo indicato in ciascun punto di misura.

I fili devono allora essere previsti della lunghezza esatta per il collegamento fra il posto dove si desidera poter fare la lettura della temperatura e i diversi locali dove questa viene misurata.

Questa variazione del montaggio è illustrata in fig. 2.

Per ogni resistenza NTC una combinazione separata dei potenziometri da 100 kΩ e da 50 kΩ deve essere intercalata nel montaggio.

Per mezzo del commutatore S_{a-b} si può scegliere la resistenza NTC di ciascun locale collegato e fare quindi la lettura della temperatura sullo strumento di misura. È evidente che si può ancora fare qualche perfezionamento a questo circuito, di conseguenza il numero delle posizioni del commutatore S deve aumentare proporzionalmente.

Come abbiamo già detto, la posizione inferiore del commutatore S_{a-b} serve alla calibrazione dello strumento di misura sulla deviazione totale.

Si può utilizzare questa posizione per il controllo della tensione della batteria durante il funzionamento. Durante il funzionamento sarà necessario controllare di volta in volta se la tensione della batteria (9 V) è sufficientemente esatta. Se il commutatore è dunque posto nella posizione inferiore e l'indice dello strumento di misura non arriva più a fondo scala, si deve sostituire la batteria.

Tutte le resistenze nei circuiti descritti sono da 1/4 W, a carbone. Le resistenze NTC sono del tipo E 205CE/P10K.

(Da « Digested Concern Literature ») **F.T.**

EICO DISTORSIOMETRO mod. 902

Il distorsiometro Eico 902, distribuito in Italia dalla G.B.C. Italiana, comprende un insieme di strumenti per la misurazione della distorsione armonica e d'intermodulazione, di un voltmetro elettronico in alternata e di un misuratore di decibel.
Il tutto, racchiuso in un involucro compatto e razionale, è studiato appositamente per le applicazioni di laboratorio nel campo delle ricerche in bassa frequenza.
La manovrabilità e la precisione, fanno di questo strumento un complesso di notevole pregio.

Il distorsiometro Eico 902 impiega, per la distorsione armonica regolabile progressivamente, un ponte di Wien da 20 a 20.000 Hz. che forma un filtro d'arresto a tre gamme, un condensatore di accordo di alta qualità, con un verniero rapporto 6:1 che permette una regolazione di frequenza più facile. La tensione d'entrata necessaria per la misura, è inferiore a 0,7 volt; si può leggere una distorsione del 0,3 % su tutta l'estensione della scala, la distorsione interna dello strumento è inferiore allo 0,1%.

Per la prova della distorsione d'intermodulazione, questo apparecchio comprende: un oscillatore da 7 kHz che costituisce una sorgente d'alta frequenza, un filtro collegato alla linea di alimentazione di rete che forma la sorgente di bassa frequenza. Il selettore fissato sul pannello di controllo permette d'ottenere dei rapporti di tensione di 4:1 e di 1:1 in bassa ed alta frequenza.

Sorgenti esterne di bassa frequenza fino a 400 kHz, e sorgenti esterne ad alta frequenza inferiori a 2 kHz, possono essere inserite al punto di miscelazione, tramite un jack montato sul pannello che mette fuori circuito, in questo caso, le sorgenti di alimentazione interne. I controlli della distorsione d'intermodulazione possono essere effettuati con tensioni inferiori a 0,7 volt; il filtro passa-alto è equipaggiato con bobine toroidali. Si può rilevare una distorsione dello 0,3% su tutta l'estensione della scala e la distorsione residua è approssimativamente dello 0,05%.

Quando viene utilizzato come voltmetro elettronico in alternata, l'EICO 902 può funzionare sulla gamma più elevata, fino a 300 volt, e su quella più bassa sui 10 mV, assicurando una risposta ottima e uniforme a tutti i livelli (un attenuatore di compensazione è previsto per le gamme superiori a 3 volt).

Un attenuatore funzionante a scatti di 10 dB, posto dopo il circuito d'entrata a

carico catodico, riduce il voltaggio d'entrata in modo di mantenerlo entro la gamma di sensibilità normale.

Questa tensione viene applicata su un amplificatore a due stadi ad accoppiamento resistenza-capacità, con un circuito di misura a ponte a diodi inserito nel circuito di contro reazione.

È sufficiente una sola regolazione della sensibilità e non è necessario effettuare nessun'altra regolazione. La parte del circuito che serve da voltmetro elettronico di controllo, è utilizzata per tutte le applicazioni dello strumento e le scale lineari da 0÷1 e da 0÷3 sono impiegate per tutte le misurazioni.

Per permettere le misure in decibel, è inoltre prevista una scala graduata in decibel da —20 a +2; lo zero corrisponde a un milliwatt con carico a 600 Ohm. Il raddrizzamento delle due alternanze dell'alimentazione, viene assicurato da una valvola regolatrice di tensione, questa assicura una polarizzazione continua ai filamenti, mentre un potenziometro inserito nel circuito permette una compensazione del rumore di fondo.

Caratteristiche dell'apparecchio

Le caratteristiche dell'apparecchio, per quanto riguarda la misura della distorsione d'intermodulazione, sono le seguenti:

— Rapporto dalla bassa frequenza all'alta frequenza 4:1 e 1:1 scelto mediante un commutatore posto sul pannello frontale.

— Tensione d'uscita del segnale di prova: da 0 a 5 V regolabile mediante un attenuatore da 600 Ohm.

— Circuito d'uscita: 600 Ohm interna o esterna determinata da un commutatore posto sul pannello frontale.

— Impedenza ai capi d'entrata: 500 kohm

— Livello d'entrata minimo per le misure: 0,7 V.

— Gamma di distorsione: 0,3 - 1 - 3 - 10 - 100%

— Precisione: ± 5% sulla scala totale.

Quando l'apparecchio è utilizzato per la misura della distorsione armonica le sue caratteristiche sono le seguenti:

— Gamme di frequenze fondamentali: 20 ÷ 200, 200 ÷ 2000, 2000÷20000 Hz.

— Impedenza ai morsetti d'entrata: 500 kohm.

— Livello d'entrata minimo per le misure: 0,7 V.

— Gamma di distorsione: 0,3 - 1 - 3 - 10 - 30 - 100%

— Precisione: ± 5% sulla scala totale.

L'apparecchio può essere impiegato anche come voltmetro elettronico a corrente alternata, in questo caso le sue caratteristiche sono:

— Gamme di misura: 0,01 - 0,03 - 0,1 - 0,3 - 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 V efficaci; la scala in decibel è graduata da —20 a +2.

— Impedenza ai morsetti d'entrata: 2 MΩ shuntati da 15 pF.

— Risposta in frequenza: ± 0 dB da 10 Hz a 100 kHz 3 dB al di sotto di 300 kHz.

— Precisione: ± 4% fondo scala.

Caratteristiche complementari:

— Equipaggiato con le seguenti valvole elettroniche: 1 - 12 DW7, 1 - 12 BY7, 2 - ECF80, 1 - EF86, 1 - 6D10, 1 - 6C4, 1 - OA2, 1 - CX4.

— Alimentazione: 105 - 130 V alternata - 60 Hz, 60 W oppure: 115 - 230 V alternata 50 Hz.

— Dimensioni: 32 x 22 x 27 cm.

— Peso: 9 kg.

Descrizione del montaggio

Questo apparecchio dai molteplici usi, è formato, in realtà, da più elementi più o meno distinti; conviene quindi descriverli separatamente:

Funzionamento come voltmetro elettronico alternato

La tensione che deve essere misurata dall'apparecchio funzionante come voltmetro elettronico alternato, può essere

Schema elettrico del distorsiometro EICO mod. 902

applicata a partire dai circuiti interni dell'apparecchio. La selezione è effettuata con il commutatore S1.

Il commutatore di gamme S2, sulle sei posizioni inferiori; permette d'effettuare la misurazione delle tensioni per accoppiamento diretto con la griglia dello stadio V3 A, a carico catodico.

Sulle quattro posizioni della gamma superiore, la tensione applicata è, al contrario, ridotta di 60 dB, cioè in un rapporto di 1000:1 con un attenuatore compensato in frequenza, prima di raggiungere la griglia del primo stadio a carico catodico.

Nel circuito d'uscita di questo stadio, si trova un divisore di tensione a sei prese; all'uscita di questo divisore, la tensione è applicata ad un amplificatore a due stadi accoppiati da un circuito resistenza-capacità, V3 B e V5 A.

Il segnale raccolto all'uscita di questo amplificatore è avviato ad un raddrizzatore a ponte, mentre lo strumento di misura funge da carico. Sul lato opposto del ponte si collega un circuito di controreazione.

Funzionamento dell'apparecchio per la misurazione della distorsione d'intermodulazione

Effettuando la miscelazione del segnale d'uscita di un oscillatore Colpitt a 7 MHz, V9, con un segnale filtrato alla frequenza di alimentazione prelevato dall'avvolgimento secondario del trasformatore di alimentazione, si ottiene un segnale a due tonalità, una in alta e l'altra in bassa frequenza.

Necessitando la tonalità in bassa frequenza, ci si inserirà sul jack J6 marcato EXT LF, mentre per la tonalità d'alta frequenza dovremo inserirci sul jack J7 marcato EXT HF.

Il segnale di bassa frequenza è regolato da un potenziometro di controllo P1, in modo da ottenere un'ampiezza uguale a quella del segnale HF. Per evitare il prodursi di un'intermodulazione apparente delle due sorgenti, il miscelamento è realizzato in un circuito a ponte.

Il rapporto delle ampiezze, bassa frequenza / alta frequenza, può essere di 4 : 1 o di 1:1.

La variazione del rapporto è assicurata mediante l'impiego di un attenuatore fisso di 12 dB posto tra l'oscillatore HF e il ponte di miscelazione, manovrando il commutatore S6.

L'uscita del ponte è alimentata attraverso un attenuatore da 600 Ohm R85 ai capi dell'uscita e gli stessi sono collegati all'entrata dell'apparecchio in prova. L'uscita dell'apparecchio in prova è collegata ai capi d'entrata dello strumento e il funzionamento è assicurato agendo sul commutatore S1, regolato nella posizione « IM ». Le misure di distorsione d'intermodulazione vengono realizzate nella parte del circuito V6A e V5B e C che amplifica il segnale di alta frequenza oltre i 2 kHz e respinge i segnali sotto i 400 Hz.

Il segnale portante l'alta frequenza, presenterà una banda di modulazione qualora sia presente una distorsione d'intermodulazione. Questo segnale HF di modulazione viene prelevato dalla resistenza di controllo R43, fino ad un valore di lettura del 30%, che è il livello d'escursione fissato, ed in seguito rivelato.

Il segnale rivelato è applicato ad un filtro passa-basso che elimina la portante e lascia passare solo la banda di modulazione a bassa frequenza che è la somma degli elementi di distorsione e d'intermodulazione.

Quest'ultimo segnale è applicato sulla parte dell'apparecchio che costituisce il voltmetro elettronico alternato e la misura è rivelata sul quadrante, in percentuale di distorsione d'intermodulazione.

Il voltmetro elettronico alternato è quindi utilizzato per quattro applicazioni differenti, che sono selezionabili con le diverse posizioni del commutatore:

1) Indica il livello alta frequenza, prima del miscelaggio in alta frequenza.

2) Indica il livello bassa frequenza, prima del miscelaggio in bassa frequenza.

3) Indica il livello della portante d'alta frequenza deformata.

4) Indica la distorsione in percentuale.

Funzionamento come apparecchio di misura per la distorsione armonica

Il segnale d'uscita su una sola frequenza che presenta della distorsione proveniente dall'apparecchio in prova, è applicato ai morsetti di collegamento tra i 20 e 20.000 Hz; esso è ottenuto partendo da un generatore di segnali sinusoidali di BF e collegato all'entrata dell'apparecchio in prova.

Il segnale deformato da controllare è applicato al commutatore S1 di selezione posto sulla posizione HD (distorsione armonica) verso la parte del circuito V1A, V2, V4 e V1 B.

Sulla posizione « CAL » del commutatore S4, che permette di scegliere le differenti operazioni, il segnale deformato e amplificato viene misurato con il voltmetro elettronico alternato. Il livello del segnale deformato è regolato dalla resistenza di controllo R1 in modo da ottenere una lettura al 100%, che costituisce il livello di collaudo.

A questo punto interviene il filtro a ponte di Wien di reazione, che elimina la frequenza fondamentale del segnale deformato. Il commutatore S3 è utilizzato per selezionare la gamma corrispondente a quella fondamentale, e il condensatore C8 di controllo è impiegato per effettuare un accordo preciso sulla frequenza fondàmentale. La resistenza di controllo R11 serve per ottenere l'eliminazione della fondamentale. Il segnale restante, dopo l'eliminazione della fondamentale, è la somma dei componenti della distorsione e si misura in percentuale della distorsione armonica col voltmetro elettronico alternato.

I morsetti J3, permettono il collegamento con un oscilloscopio per osservare i componenti della distorsione.

Il voltmetro elettronico alternato è impiegato per indicare il livello del segnale deformato e la distorsione in % seguendo le posizioni del commutatore che controlla le differenti operazioni.

Circuito d'alimentazione

Il circuito d' alimentazione integrato comprende un raddrizzatore a valvola a due semionde V7, un filtro resistenza-capacità del tipo π, e una valvola stabilizzatrice di tensione V8, che forniscono l'alta tensione stabilizzata per gli stadi del voltmetro elettronico alternato e per quelli che sono destinati alle misure di distorsione armonica.

Ai conduttori di riscaldamento dei filamenti, fa capo un potenziometro R 52 avente lo scopo di eliminare il ronzio. Il suo cursore è connesso col terminale positivo dell'A.T. tramite un partitore di tensione. Si stabilisce così una corrente di saturazione tra filamenti e catodo di V7 che si oppone al ronzio del circuito.

Impiego pratico dell'apparecchio.

Il condensatore di bloccaggio, posto sul saturazione tra filamenti e catodo di V7, questo significa che il totale della tensione continua e della tensione di picco all'entrata dello strumento, non deve superare i 500 V.

Misura della distorsione d'intermodulazione

Il segnale di prova è trasmesso dai capi d'uscita « IM » all'entrata dell'apparecchio in prova. Il segnale proveniente dall'uscita dell'apparecchio controllato è applicato ai capi d'entrata, in un circuito avente un'impedenza di entrata di 500 kohm il che costituisce un carico trascurabile per il circuito abituale. L'apparecchio in prova deve essere montato con una resistenza di carico normale; desiderando assicurarsi un adattamento migliore, si dovrà impiegare un trasformatore adattatore di impedenza.

Se l'apparecchio da controllare possiede un'elevata impedenza di entrata, per esempio se si tratta della griglia di un'amplificatore, si pone il commutatore sulla posizione 600 Ohm. Se l'apparecchio da provare comporta un trasformatore d'entrata, si pone il commutatore sulla posizione marcata « EXT » e si utilizza un circuito d'adattamento tra i capi d'uscita dell'apparecchio di misura e i capi d'entrata dell'apparecchio in prova, cercando la miglior soluzione.

Se occorre isolare l'apparecchio di misura da quello in prova, cioè nel caso che

l'entrata dell'uno e l'uscita dell'altro non abbiano nessuna parte in comune, si ricorre ad un trasformatore d'isolamento. Se questa entrata presenta un'elevata impedenza, si pone il commutatore sulla posizione 600 Ohm, e si carica l'entrata dell'apparecchio in prova con un trasformatore d'entrata; si pone ancora il commutatore sulla posizione « EXT » e si interpongono dei circuiti d'adattamento fra il trasformatore d'isolamento e l'entrata dell'apparecchio da provare.

Misura della distorsione armonica

Per la rivelazione della distorsione armonica, si applica all'entrata dell'apparecchio in prova, partendo dal generatore esterno B.F., un segnale di prova sinusoidale di un'unica frequenza compresa tra i 20 e i 20.000 Hz.

Il segnale proveniente dall'uscita dell'apparecchio in prova, viene trasmesso ai capi d'entrata dell'apparecchio di misura, che presenta un'impedenza d'entrata di 500 kohm, trascurabile per normali circuiti. L'apparecchio di misura deve naturalmente essere collegato con una resistenza di carico conveniente; qualora si desideri effettuare un adattamento più preciso, bisogna interporre un adattatore d'impedenza.

Il generatore B.F. esterno impiegato, deve avere un bassa distorsione intrinseca ed un elevato rapporto segnale/disturbo. Le precauzioni per collegare il generatore B.F. all'entrata dell'apparecchio in prova, devono essere prese in modo da evitare l'aumento della distorsione del segnale d'entrata, ottenendo il massimo rapporto possibile segnale/disturbo, compatibilmente alle possibilità del generatore.

Per collegare l'uscita del generatore all'apparecchio in prova, bisognerà utilizzare, in questo caso, degli attenuatori che assicurino un conveniente adattamento d'impedenza. Generalmente, queste indicazioni sono fornite nelle istruzioni per l'uso del generatore B.F.

Nel caso che l'entrata e l'uscita dell'apparecchio in prova non presentino una connessione comune, il generatore esterno B.F. deve essere collegato all'entrata dell'apparecchio in prova tramite un trasformatore d'isolamento e un filo di massa dal generatore B.F. all'apparecchio di misura.

In queste misure di distorsione armonica, sono utilizzati dei segnali di prova sinusoidali ad una sola frequenza e la potenza d'uscita è calcolata seguendo la relazione:

$$P = \frac{V^2}{R} \text{ (watt)}$$

Nella quale V sono i volt efficaci letti, e R è l'impedenza di carico in Ohm.

In pratica si desidera conoscere la tensione d'uscita ai capi di un carico specifico, in modo che il segnale d'entrata applicato all'amplificatore, debba essere regolato in maniera d'ottenere la lettura della distorsione armonica ad una determinata potenza.

La relazione:

$$V = \sqrt{PR}$$

è utilizzata per stabilire delle tavole di calcolo indicanti i rapporti tra la tensione e la potenza per le differenti resistenze di carico.

Impiego dell'apparecchio come voltmetro elettronico alternato

Per questa applicazione si deve collegare il cavo proveniente dai capi d'entrata, alla sorgente della tensione da misurare; il capo indicato con « G » deve essere collegato al capo massa della sorgente di tensione da rilevare.

Quando si vuole misurare una tensione d'alimentazione di rete, si hanno 50 probabilità su 100 che il telaio dello strumento sia connesso al capo attivo della linea. Questo può costituire un pericolo, si devono prendere quindi come di consueto, le debite precauzioni.

Per la lettura in decibel del **rapporto tensione-potenza** la differenza tra due letture del voltmetro può essere letta come una differenza tra due letture della scala in decibel. Questa differenza in decibel è la misura del rapporto di due tensioni. Le due misure possono essere effettuate con differenti impedenze senza modificarne il valore, quando si tratta di misurare un rapporto di tensione e non di potenza.

Se l'impedenza di carico è identica per le due letture, la differenza sulla scala in decibel costituisce sia la misura del rapporto delle potenze, che del rapporto delle tensioni.

Dato che le letture in decibel sono sempre delle letture **di differenza**, si deve tener presente che vi sono 10 dB di differenza tra le varie gamme. Per esempio se la seconda lettura è effettuata sulla gamma di tensione più alta, si devono aggiungere 10 dB alla lettura di questa ultima, prima di sottrarre la prima lettura alla seconda, per determinare la differenza in dB.

Supponiamo per esempio che per una prima lettura si trovi +1 dB sulla gamma 3 V, e per una seconda lettura —5 dB sulla gamma 10 V; per trovare la differenza, la seconda lettura deve essere corretta per essere letta sulla gamma vicina più elevata della prima; questa correzione è di +10 dB. Così la differenza tra la seconda e la prima lettura sarà:

$$(-5 \text{ dB} + 10 \text{ dB}) - 1 \text{ dB} = 4 \text{ dB}$$

Per effettuare delle **letture in decibel** con il voltmetro funzionante in decilbelmetro la scala in decibel è stata graduata sulla base di un'impedenza di carico di 600 Ohm, a un livello di riferimento zero di 0,775 V.

Nel funzionamento in voltmetro, questa scala permette di leggere direttamente in decibel sulla gamma di 1 V, quando l'impedenza di carico è di 600 Ohm. Sulle altre gamme si deve aggiungere o sottrarre 10 dB per gamma, per ogni gamma sopra o sotto la gamma 1 V. Con altre impedenze, una correzione deve essere aggiunta o sottratta, seguendo le indicazioni date da una tabella grafica.

Questa possibilità offre interesse, quando è necessario effettuare delle misure di potenza con dei carichi differenti dai carichi abituali dei wattmetri di 4 - 8 - 16 o 600 Ohm.

Per convertire in milliwatt i valori espressi in decibel si ricorre ai grafici forniti dal costruttore.

FLASH

ELETTRONICO

I convertitori a transistori usati nei flash

I convertitori a transistori usati nei flash, alimentati da batteria a bassa tensione, presentano un inconveniente tutt'altro che trascurabile. Prima che il condensatore del flash sia caricato e pronto a funzionare, il convertitore continua a consumare corrente, limitando la durata della batteria. La corrente spesa a vuoto, può raggiungere i 300-350 mA. Questo dispendio, interrompendo il funzionamento del convertitore, può essere in parte limitato, dopo la fine del tempo di carica del condensatore, ma quest'ultimo si scaricherebbe in un tempo più o meno lungo, per effetto di inevitabili fughe, con riduzione dell'intensità luminosa del lampo al momento dell'impiego.

Quei sistemi intesi a mantenere automaticamente tutta la carica del condensatore e ad interrompere il funzionamento del convertitore a carica completa, non presentano i difetti di cui sopra, ma si presentano assai più complicati e di minor facile realizzazione.

Nello schema che descriviamo, basato sull'impiego di un relé polarizzato, si sono raggiunte le migliori condizioni per quanto concerne le prestazioni d'uso, pur con la massima semplicità dei circuiti e con un numero di componenti ridotto all'essenziale. È un flash di sicuro funzionamento anche sotto condizioni fortemente variabili della temperatura ambiente, mentre l'uso del relé polarizzato assicura la regolazione indipendente del massimo e minimo livello della tensione, sia per il punto di lampeggiamento, sia per la rimessa in funzione del convertitore a transistori.

Principio di funzionamento

La fig. 1 mostra lo schema del lampeggiatore completo di ogni particolare. Il convertitore è costituito da un multivibratore facente uso dei transistori T1 e T2. Esso presenta alcuni vantaggi rispetto ai circuiti basati sul principio del « blocking »: maggiore semplicità di messa a punto, nessuna criticità del trasformatore elevatore Tr1, sicuro innesco del lampeggiatore, basso consumo di corrente a **vuoto,** miglior rendimento.

L'alimentazione a batteria è fornita da una pila a secco a 4,5 V del tipo quadro,

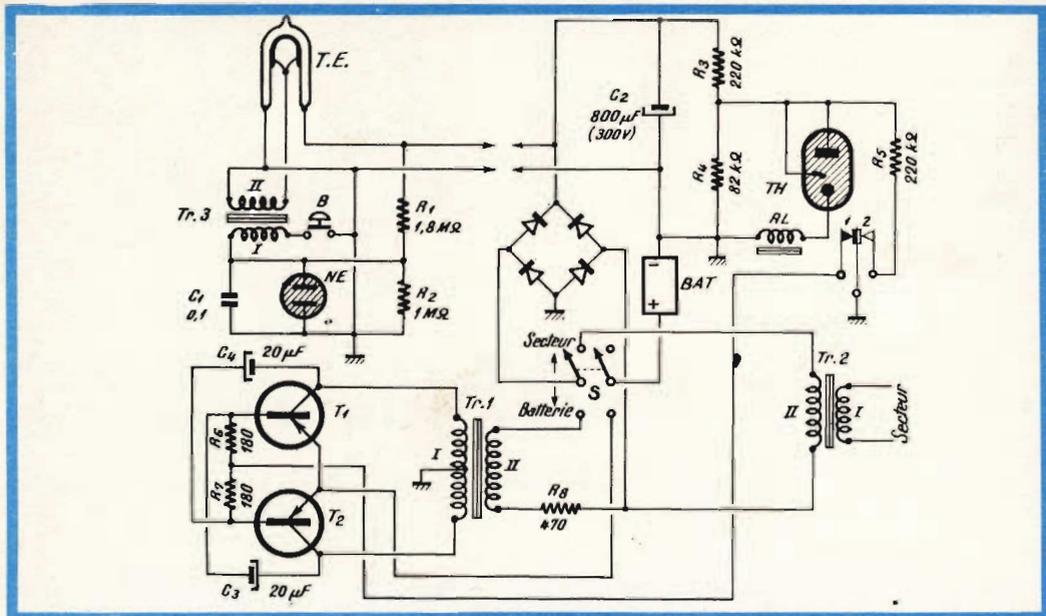



Fig. 1 - Schema elettrico completo del flash elettronico.

per lampade tascabili, mentre l'alimentazione dalla rete è ottenuta da un raddrizzatore a ponte e dal trasformatore Tr2.

La ricarica automatica del condensatore C2 ha luogo nel modo seguente: quando la tensione ai suoi capi raggiunge 300 V, la valvola thyratron a catodo freddo TH (che può essere una PL5823) diviene conduttrice (la sua tensione d'innesco è stabilita dal divisore di tensione R3 - R4) e provoca la chiusura del relé RL, il cui contatto 1 taglia la corrente di base dei transistori T1 e T2, interrompendo il funzionamento del convertitore e, contemporaneamente mette la resistenza R5 in parallelo su R4.

Senza la resistenza R5, l'estinzione del thyratron non avrebbe luogo e per conseguenza neanche la rimessa sotto carica del condensatore C2, se non per una tensione ai capi di quest'ultimo inferiore a circa 170 V, dato che le tensioni corrispondenti all'accensione e allo spegnimento di TH sono, in rapporto allo starter, di 90 e di 50 V. La chiusura di R5 in parallelo ad R4 abbassa la tensione applicata al thyratron TH che, disinnescato, fa tornare il relé nella posizione di riposo con il contatto 1 ristabilito e così ricomincia la carica di C2.

La carica di C2 è segnalata da una lampadina al neon NE (NE2A) collegata come oscillatrice a rilassamento. Il livello di carica viene valutato dalla frequenza delle accensioni le quali, per effetto del partitore R1 - R2, assumono dopo poco una luminosità costante che indica il raggiungimento della tensione di 300 V da parte del condensatore C2. Con la batteria da 4,5 V la durata della carica è di circa 12 secondi.

I componenti necessari

I transistori impiegati per il convertitore sono del tipo OC36 od altri di caratteristiche similari. Il raddrizzatore a ponte è formato da quattro diodi al silicio capaci di sopportare una tensione inversa di circa 500 V, adatti ad erogare una corrente raddrizzata di 100 mA. Le caratteristiche del relé sono le seguenti: corrente di lavoro da 17 a 22 mA, numero di spire dell'avvolgimento da 15.000 a 18.000, resistenza ohmica da 3 a 4,7 kΩ.

Il trasformatore Tr1 può essere avvolto su di un nucleo toroidale di lega mumetal o simile. Le dimensioni del nucleo sono: diametro esterno 40 mm; diametro interno 25 mm; larghezza 6 mm. Il primario è formato da 2 x 20 spire di filo smaltato da 50/100, il secondario da 1.800 spire di filo smaltato da 10/100.

Il trasformatore Tr2 è anch'esso avvolto su nucleo toroidale, formato arrotolando un nastro di ferro-silicio. Il diametro esterno del toroide è di 50 mm e quello interno di 30 mm, la larghezza è di 10 millimetri. Il primario ha 3.530 spire per 127 V e 2.600 spire in più per 220 V, di filo smaltato 12/100. Il secondario, avvolto con lo stesso filo, comporta 6.500 spire.

Volendo evitare la forma toroidale, si adotterà per Tr1 del lamierino mumetal di forma normale, avente una sezione di 0,7 cm^2; per Tr2 del comune lamierino al silicio con sezione di 2,6 cm^2.

Il trasformatore Tr3 deve invece essere avvolto su toroide di ferrite o ferroxcube di 17 mm di diametro esterno e 8 mm di diametro interno, larghezza 5 mm. L'avvolgimento è costituito da 3 spire di filo smaltato 50/100 per il primario, mentre il secondario sarà formato da 200 spire di filo smaltato 12/100. Le tre spire del primario saranno avvolte per prime, quelle del secondario saranno avvolte sul resto del toroide quanto più uniformemente sarà possibile.

I. Andreini

AMPLIFICATORE A TRANSISTORI

1,5 W

Valendosi della nuova serie di transistori AC125, AC126 e AC128, questo amplificatore può erogare una potenza di 2 W con un totale di distorsione inferiore al 10%. Esso presenta le seguenti caratteristiche:

Alimentazione da una pila a 9 V. Potenza indistorta sull'altoparlante 1,55 W. Potenza con il 10% di distorsione 2 W. Responso a 3 dB, da 60 Hz a 19 kHz. Sensibilità a 50 mW, 1,2 mV. Sensibilità a 1,55 W, 6,6 mV per un'impedenza d'entrata di 7,6 kΩ. Assorbimento in riposo, 12 mA.

Il segnale d'entrata è applicato alla base del primo transistore attraverso un condensatore da 25 μF. Da questo stadio il segnale amplificato è trasmesso alla base del transistore pilota, nel cui circuito di collettore è inserito il primario del trasformatore driver T1. Le estremità del secondario sono connesse alle basi dello stadio finale in push-pull. Una linea di controreazione, presa dal primario del trasformatore d'uscita, è riportata sulla base del transistore pilota AC125.

Una resistenza CTN di 130 Ω è collegata in parallelo alla resistenza da 68 Ω usata nel ponte da cui è prelevata la polarizzazione di base dei transistori in push-pull. Il circuito presenta un funzionamento stabile fino alla temperatura di 55° C. Il fissaggio dei transistori deve essere effettuato mediante ranelle di raffreddamento.

Costruzione dei trasformatori

Trasformatore pilota (T1): Su circuito magnetico 40 x 32 mm, nucleo 16 mm, il primario è formato da 1.312 spire di filo di rame smaltato 18/100, diviso in due avvolgimenti eguali. Il secondario ha 1.136 spire di filo di rame smaltato 20/100, di-

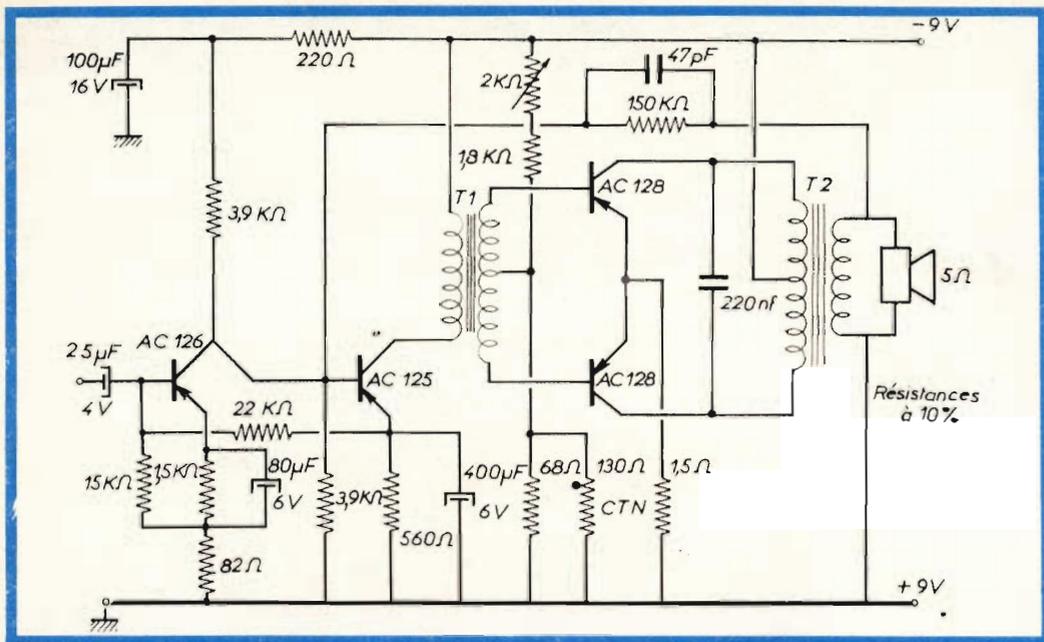



Fig. 1 - Schema elettrico dell'amplificatore a transistori da 1,5 W.

viso in quattro avvolgimenti eguali. L'esecuzione degli avvolgimenti deve aver luogo secondo quanto è indicato in fig. 2.

Trasformatore d'uscita (T2): Su circuito magnetico 40 x 32 mm, nucleo 16 mm, avvolgere per il primario 328 spire di filo di rame smaltato 40/100, divise in quattro sezioni eguali. Per il secondario avvolgere 104 spire di filo di rame smaltato 60/100, divise in due sezioni eguali.

Gli avvolgimenti devono essere sovrapposti come mostra la fig. 3.

I transistori usati in questo amplificatore sono i tipi destinati a sostituire rispettivamente gli OC71, OC72, OC74 e OC75, dai quali differiscono per il guadagno e per le frequenze superiori di taglio, con il conseguente conseguimento di caratteristiche più spinte.

I. Andreini

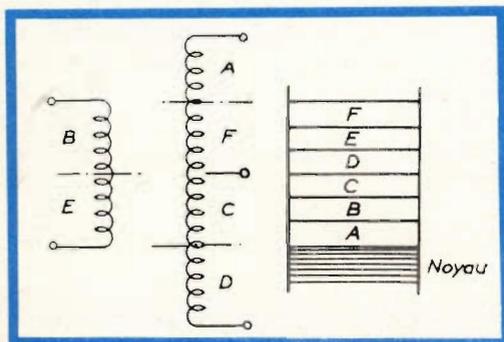
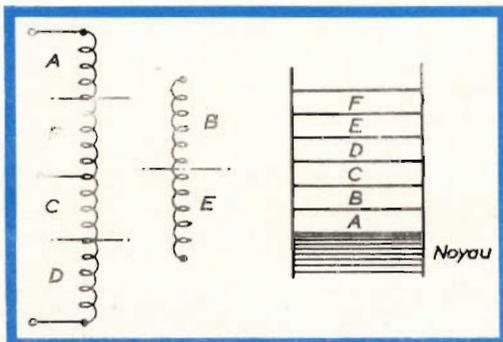
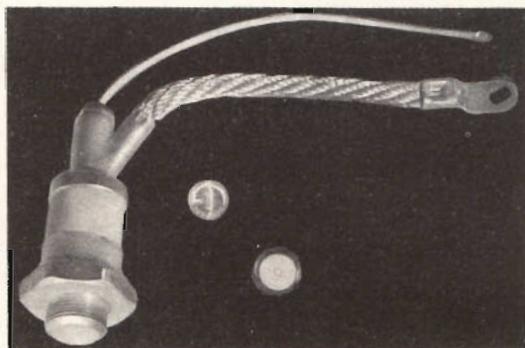



Fig. 2 - Trasformatore d'entrata T_1.

Fig. 3 - Trasformatore d'uscita T_2.

di Adolf Herlet, Kurt Raithel ed Eberhard Spenke

STROMTOR
DIODO CONTROLLATO AL SILICIO BSt L02

Nella tecnica delle correnti forti l'impiego dei tubi termoionici a gas (Stromtor, Thyratron) o dei raddrizzatori a vapori di mercurio con comando a griglia è largamente diffuso. Questi componenti del circuito bloccano la corrente in una direzione. Nell'altra direzione essi bloccano pure in un primo tempo, salvo che vengano adescati da un elettrodo di controllo e ricevano un impulso di tensione di breve durata. Una volta adescati, lo Stromtor e il raddrizzatore a vapore di mercurio lasciano passare corrente, anche dopo la cessazione dell'impulso, fino a che la tensione esterna non cambia il proprio segno. Spostando gli impulsi di adescamento — con carico puramente ohmico — si possono lasciare passare parti più o meno grandi di una semionda della corrente alternata (fig. 1). Il risultato è una corrente continua « seghettata », o meglio ancora un susseguirsi di impulsi di corrente unidirezionali, di durata più o meno lunga che può essere intesa come una corrente continua sovrapposta ad una componente alternata (fig. 2). Se le componenti di corrente alternata vengono separate con dei filtri, rimane il valore medio della corrente continua, la cui grandezza fra I/π e 0 può essere comandata dalla posizione di fase di un impulso di adescamento potenzialmente debole.

In questi utimi 30 anni i tubi termoionici e i raddrizzatori a vapore di mercurio hanno ceduto sempre più del loro campo d'impiego ai diversi raddrizzatori a cristalli. Questo sviluppo è stato accelerato con l'apparire dei raddrizzatori al germanio ed al silicio. Un vantaggio essenziale che gli Stromtor e i raddrizzatori a vapori di mercurio poterono opporre a questo sviluppo era la loro possibilità di controllo. Quindi lo studio dei fisici dei corpi solidi mirava a raggiungere anche per questi raddrizzatori le caratteristiche delle valvole ioniche. Il risultato di questi studi è il diodo controllato al silicio.

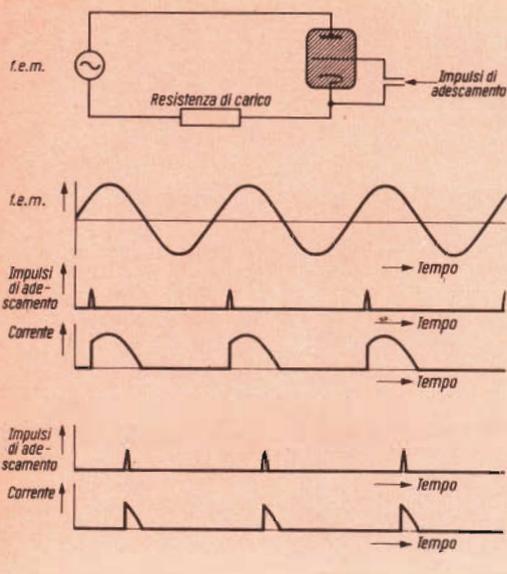



Fig. 1 - Curve della corrente in un diodo controllato alle diverse posizioni di fase dell'impulso di adescamento.

Funzionamento del diodo controllato al silicio

I diodi controllati al silicio sono dei raddrizzatori a semiconduttore, perciò la loro costruzione ha qualche analogia con i raddrizzatori al silicio. In tutti e due i casi la struttura base (fig. 3) ha alle estre-

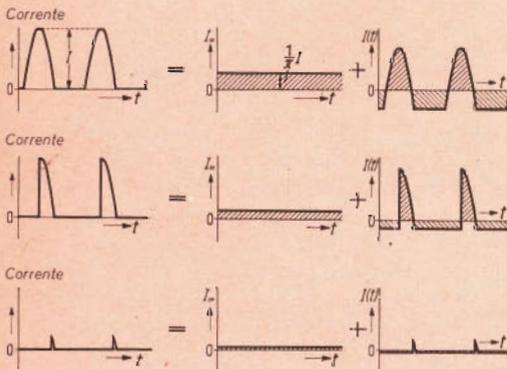



Fig. 2 - Scomposizione di una corrente continua seghettata in parti pure continue e alternate alle diverse regolazioni.

mità una zona p ed una n che sono fortemente dotate. Fra queste si trova, in tutti e due i casi, una zona (Sn rispett. Sp) debolmente dotata. Mentre nel raddrizzatore la zona centrale debolmente dotata influisce in modo uniforme la zona p o n (nell'esempio della fig. 3 quella p), nel diodo controllato la zona centrale debolmente dotata è a sua volta suddivisa in una zona n ed una p, in modo da avere in tutto una disposizione a quattro strati.

Per comprendere il funzionamento di questa disposizione pnpn a 4 strati, ci riferiamo al funzionamento del raddrizzatore psn (fig. 4 a sinistra). Data la sua debole dotazione, la zona centrale ha inizialmente una elevata resistenza. Con un sufficiente carico in senso diretto (a sinistra positivo, a destra negativo) essa viene inondata da sinistra con elettroni per difetto e da destra con elettroni. In questo caso la zona centrale non ha più una elevata resistenza, ed una piccola tensione è già sufficiente a condurre delle correnti elevate. Per es. nella zona centrale debolmente dotata troviamo con 20 A/cm^2 circa 10^{17} elettroni per cm^3. La densità p degli elettroni per difetto deve pure essere di 10^{17} cm^{-3}. Nella condizione di neutralità

$$n + n_A - = p$$

la concentrazione di dotazione $n_A - \approx$ $\approx 10^{13}$ cm^{-3} ha praticamente nessuna importanza rispetto a $p \approx n \approx 10^{17}$ cm^{-3}. Quindi, se la dotazione nella zona centrale è sufficientemente debole, il suo valore assoluto singolo non è sostanziale per il comportamento in senso diretto della struttura psn. In questo caso la condizione della corrente diretta (piccola tensione in senso diretto, pure avendo grandi densità di corrente, fig. 4 a sinistra in basso) non muterà, qualora la zona centrale non sia dotata uniformemente, ma abbia la metà sinistra n dotata debolmente e così pure la metà destra p (fig. 4 a destra). Al contrario, il passaggio np nel centro della attuale disposizione a quattro strati deve produrre al massimo il proprio effetto con piccole densità di corrente, finchè non avviene alcuna inon-

dazione (fig. 5), perchè questo passaggio centrale np viene percorso durante la polarizzazione (sinistra positivo, destra negativo) in senso indiretto. Perciò esso deve assorbire delle elevate tensioni già con piccole densità di corrente — ossia della grandezza della densità di corrente in senso indiretto.

Nelle fig. 4 e 5 la polarizzazione è uguale tutte e due le volte. Una disposizione a quattro strati può, con uguale polarizzazione, comportarsi in modi differenti. Se partendo dallo stato di corrente zero si aumenta gradatamente la tensione — nel caso di un giusto dimensionamento — si ha inizialmente un passaggio minimo di corrente: la disposizione blocca. Al disopra di una determinata « tensione di rilassamento » — sempre nel giusto dimensionamento — questo stato crolla e con piccole tensioni passano elevate correnti: il diodo controllato è adescato, la disposizione lascia passare la corrente. La caratteristica della corrente - tensione ha la forma raffigurata in figura 6.

La caratteristica in senso diretto (fig. 6) va completata nel senso indiretto da una caratteristica inversa. In questa direzione i due passaggi esterni pn bloccano. La figura 7 rappresenta la caratteristica completata in questo senso. Essa fornisce già alcuni criteri per potere giudicare un diodo controllato. In un buon diodo controllato la tensione di rilassamento e la tensione inversa dovrebbero essere possibilmente molto elevate. D'altra parte le perdite di tensione in un diodo controllato dovrebbero essere possibilmente piccole.

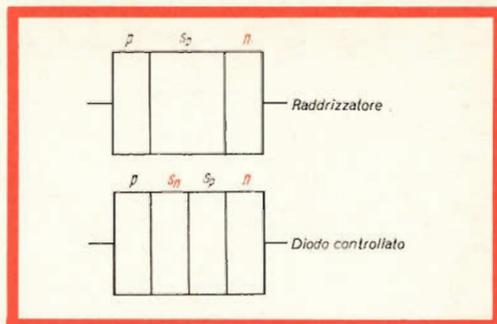



Fig. 3 - Costituzione schematica nel raddrizzatore e nel diodo controllato.

Nella disposizione completa (fig. 8) è aggiunto a uno dei due strati centrali un terzo elettrodo che non blocca. In questo modo si può forzare una forte emissione dal rispettivo emettitore, inondare il passaggio di blocco centrale np ed infine adescare il semiconduttore del diodo controllato. La figura 8 rappresenta una serie di curve con la corrente di adescamento come parametro.

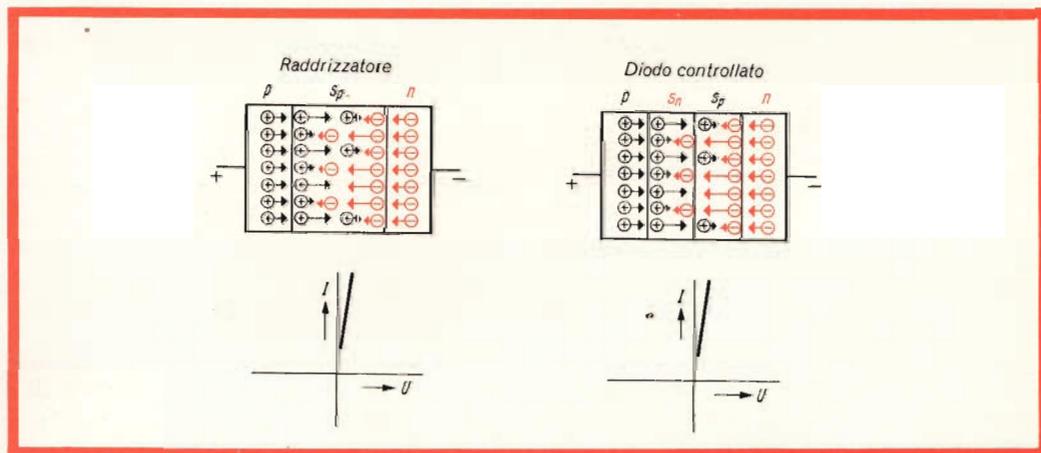



Fig. 4 - Raddrizzatore e diodo controllato. La zona centrale è inondata. Anche il diodo controllato lascia passare, esso è « adescato ».

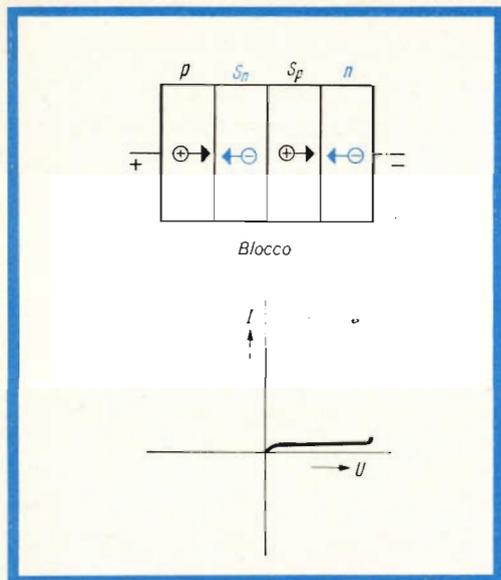



Fig. 5 - Diodo controllato a semiconduttore, polarizzazione in direzione diretta. Il passaggio centrale np non è inondato e quindi blocca. Polarizzando pure in direzione diretta il diodo blocca.

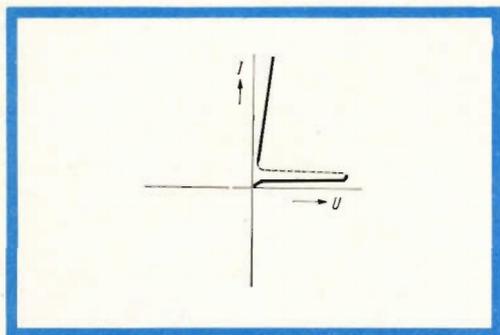



Fig. 6 - Diodo controllato a semiconduttore, caratteristica completa in direzione diretta.

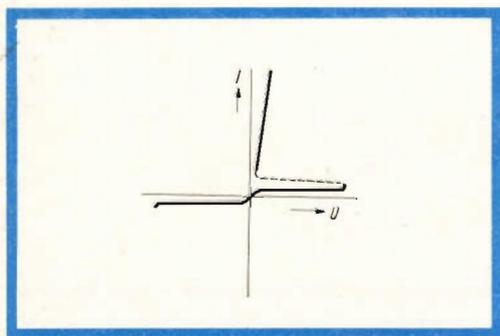



Fig. 7 - Diodo controllato a semiconduttore, caratteristica completa del diodo.

Caratteristiche del diodo controllato « Stromtor » al silicio BSt L 02

La capacità di un diodo controllato al silicio viene determinata essenzialmente dall'andamento della caratteristica in senso diretto (senso diretto, condizioni di adescamento), dalla caratteristica di rilassamento (senso diretto, condizioni di blocco) e dalla caratteristica in senso inverso. Le figure 9, 10 e 11 rappresentano delle caratteristiche particolari dello Stromtor BSt L 02.

Nella figura 9 è rappresentata per una temperatura della pastiglia di silicio di 20 e 130 °C la caratteristica in senso diretto che, per la bassa caduta di tensione, si differenzia di poco da un esemplare all'altro. É indicata pure la retta limite a 20 °C.

La figura 10 rappresenta una serie di curve in senso inverso e di rilassamento alle diverse temperature della pastiglia di silicio (temperatura dei vari strati inversi). Mentre la tensione inversa * varia relativamente poco con la temperatura di funzionamento, la tensione di rilassamento diventa più piccola alle temperature più elevate. Tuttavia si può, mediante accorgimenti nel circuito esterno, influenzare notevolmente questa variazione della tensione di rilassamento in funzione della temperatura, come dimostra la figura 11.

L'abbassarsi della tensione di rilassamento alle elevate temperature è una caratteristica basilare di tutti i diodi controllati al silicio. Questo fenomeno limita normalmente la temperatura di esercizio ammessa, quindi la massima potenza di dissipazione consentita. É desiderabile quindi una buona stabilità della temperatura della tensione di rilassamento. In molti casi essa viene ottenuta con caratteristiche in senso diretto peggiorate e quindi viene svalorizzata. Al contrario, lo Stromtor BSt L 02, dato il particolare sistema di fabbricazione, ha una buona

---

* Come « tensione inversa » viene normalmente indicato il valore della tensione in senso inverso con una corrente di 10 mA. Questo valore non è di frequente identico alla massima capacità di blocco e specialmente alle elevate temperature.

stabilità della tensione di rilassamento, basse perdite in senso diretto e nello stesso tempo un valore assoluto della tensione di rilassamento e di quella in senso inverso.

La costruzione dello Stromtor BSt L 02 è, in merito al suo volume, strettamente legata al raddrizzatore SSi L 05 [1]) di uguali dimensioni. Dal raddrizzatore L 05 si è presa non solo la forma, ossia lo zoccolo di rame con il perno filettato ed il supporto di ceramica, ma anche il principio costruttivo del contatto a pressione che ha dato ottimi risultati.

Con ciò si viene ad avere:

- elevata resistenza alle variazioni della temperatura;
- bassa resistenza termica con minima differenza fra i due esemplari;
- elevata capacità di sovraccorrente.

L'idea fondamentale del contatto a pressione è stata adottata nella giusta misura anche per il contatto centrale della base dello Stromtor BSt L 02. L'attacco della base è passante attraverso la custodia. Il principio è rappresentato nella figura 12.

Lo Stromtor al silicio BSt L 02 viene costruito per tre tensioni aventi le seguenti caratteristiche:

- tensione inversa di cresta a carattere periodico in direzione positiva e negativa (con 110 °C di temperatura dello strato di sbarramento) 150, 400, 600 V
- correnti inverse rilevate $\leqq$ 10 mA
- temperature ammesse negli strati di sbarramento T_s — 40 fino + 110° C
- resistenza termica interna $\leqq$ 0,23°C/W
- curva limite della caduta di tensione U_{DU} in senso diretto a 20 °C (fig. 9) $1{,}0\ V + 1\ m\Omega \cdot I_{DU}$
- corrente di adescamento < 800 mA
- tensione al catodo della griglia alla corrente di adescamento < 2 V
- tempo minimo della corrente di adescamento $\leqq$ 15 μs

1) Emeis, R. e Geyer, H.J.: Il contatto a pressione a grande superficie in metallo nobile per le cellule al silicio SSi L 05. Riv. Siemens III (1964) pp. 12-14.

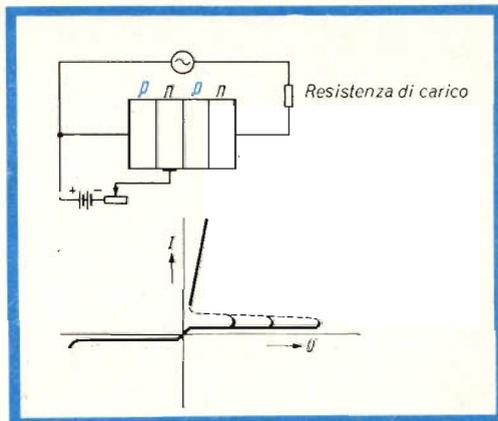



Fig. 8 - Controllo di uno Stromptor a semiconduttore

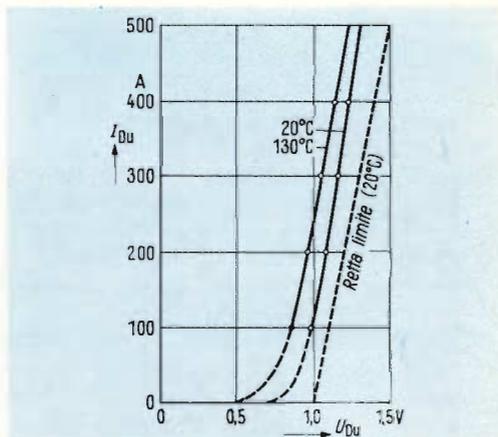



Fig. 9 - Caratteristica media in senso diretto dello Stromtor BSt L 02. Misura eseguita ad impulsi brevi per evitare un aumento della temperatura durante la misura.

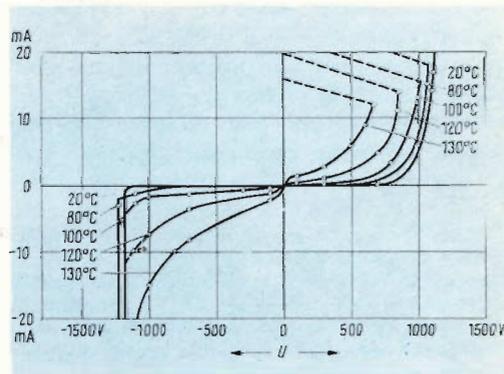



Fig. 10 - Caratteristiche particolari della tensione di rilassamento ed inversa dello Stromtor BSt L 02. Misura della corrente continua con il circuito emettitore base aperto.

Per il raffreddamento dello Stromtor sono previste le seguenti possibilità:

1. corpo raffreddante LK 08 con raffreddamento naturale, resistenza termica 0,24°C/W

2. corpo raffreddante LK 08 con raffreddamento forzato (3 m/s), resistenza termica 0,24°C/W

Per i più usuali collegamenti dei raddrizzatori con gli Stromtor BSt L 02 si hanno, con questi tipi di raffreddamento e con la piena regolazione, le seguenti correnti limite *:

Collegamento / Raffreddamento	Raffreddamento naturale	Raffreddamento forzato
Monofase ad una via	65 A	120 A
Presa centrale ed a ponte	130 A	240 A
Trifase ad una via ed a ponte	180 A	340 A
Trifase a presa centrale	300 A	550 A
Trifase a presa centrale con bobina di assorbimento	360 A	680 A

Date le varie possibilità di raffreddamento lo Stromtor al silicio può essere adeguato alle diverse esigenze di funzionamento. In questi casi si deve tenere presente che per detti semiconduttori il carico di corrente è per brevi periodi di tempo largamente indipendente dal tipo di raffreddamento [2]). Ciò significa che anche lo Stromtor BSt L 02 nel raffreddamento naturale — riferito alla corrente minima nel servizio continuo — può sopportare nel funzionamento ad impulsi dei sovraccarichi assai più elevati che non con il raffreddamento forzato.

* La corrente limite per lo Stromtor è calcolata in base alle peggiori caratteristiche, ossia con la massima caduta di tensione ammessa e con la massima resistenza termica consentita. La sua grandezza è stabilita in modo che lo Stromtor raggiunga la massima temperatura limite consentita appena alla temperatura ambiente di 40 °C e con le previste possibilità di raffreddamento.

2) von Bernuth, G. Meissen, W. e Wesselak, F.: Il diodo al silicio controllato: « Stromtor » BSt G 01. Riv. Siemens I (1962) pp. 83-86.

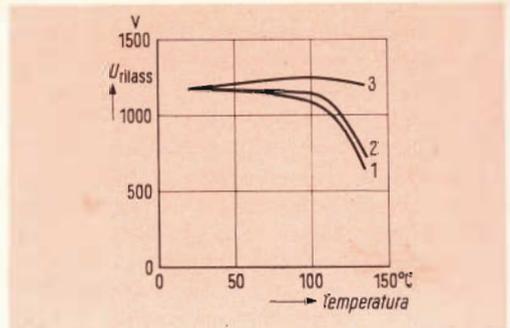



Fig. 11 - Funzione della temperatura della tensione di rilassamento. Andamento caratteristico nello Stromtor al silicio B St L 02.

1 Circuito dell'emettitore base aperto.
2 Circuito dell'emettitore base chiuso
3 Tensione inversa — 4 V fra la base e l'emettitore n.

Se nel servizio continuo viene però richiesta una maggiore corrente ciò è possibile ottenere con un raffreddamento forzato (per es. per l'alimentazione di macchine in corrente continua). Se invece nel servizio continuo con correnti ridotte vengono richiesti per brevi periodi di tempo dei sovraccarichi a carattere periodico, allora è quasi sempre sufficiente il raffreddamento naturale.

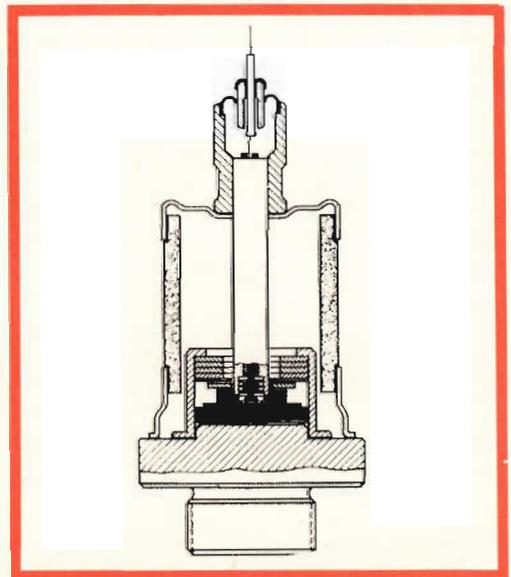



Fig. 12 - Sezione dello Stromptor al silicio BSt L 02.

CIRCUITI LOGICI APPLICATI ALL'AUTOMAZIONE

Parte I

Nell'industria elettromeccanica si incontrano assai frequentemente circuiti di controllo e di comando costituiti da configurazioni di contatti portati da meccanismi diversi, come pulsanti, fine-corsa, relè, ecc.

In particolare si incontra un grande numero di relè che non sono utilizzati per comandare circuiti di potenza, ma unicamente per assicurare delle sequenze particolari: questa parte dei circuiti è detta « logica ».

Lo studio di tali circuiti logici può essere affrontato secondo la teoria matematica sviluppata dal Boole e chiamata appunto « algebra di Boole ».

Se pure il ricorso all'algebra di Boole è da ritenersi opportuno nei casi di una certa complessità, non è spesso necessario nei casi pratici più frequenti, per i quali una soddisfacente soluzione può risultare facilmente individuabile sulla base di poche premesse iniziali, con il semplice buon senso e con una certa pratica.

Noi ci proponiamo di indicare tali premesse, illustrando successivamente degli esempi applicativi.

Le operazioni logiche realizzabili mediante contatti possono essere eseguite da circuiti elettronici con transistori: tali circuiti possono dunque sostituire i relè elettromeccanici e, non avendo alcuna parte in movimento, sono appunto chiamati relè statici.

I vantaggi dei relè statici rispetto a quel-

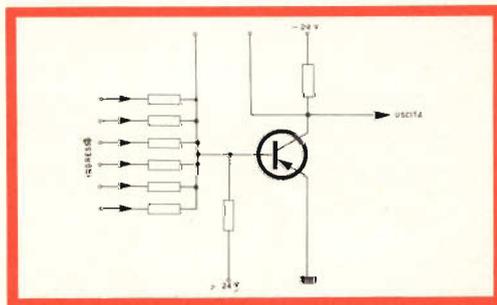
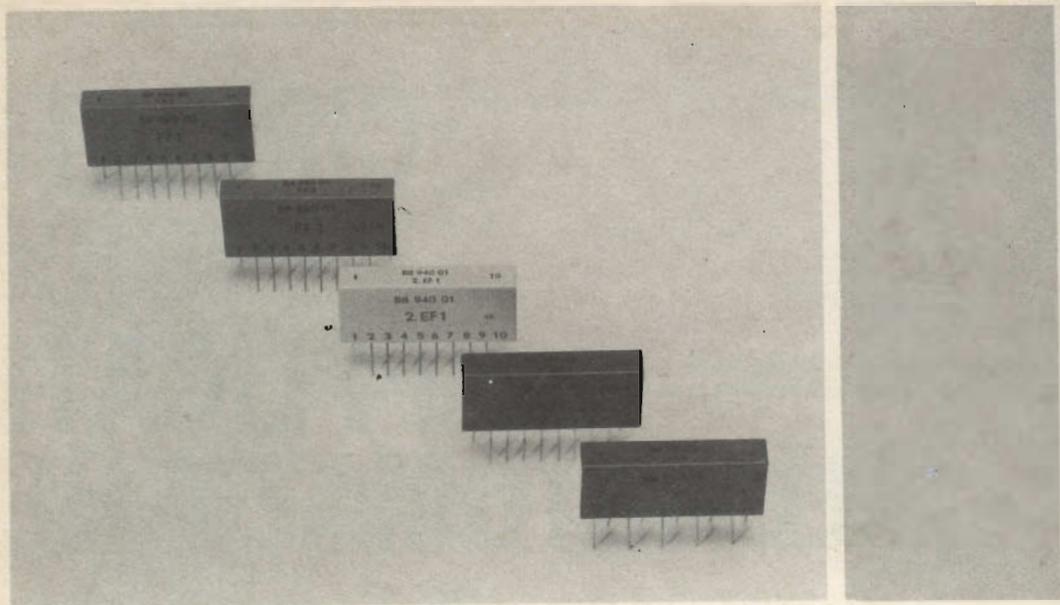



Fig. 1 - Circuito NOR della serie Norbits.

(*) Relazione tenuta dal Dr. Ing. Carlo Appolloni in occasione del II Convegno Tecnico dei Componenti Elettronici.

Come si presentano le unità Norbits nei loro contenitori.

li tradizionali sono assai evidenti. Gli organi statici infatti sono insensibili a gravi cause di disturbo come:

a) usura locale degli organi mobili

b) inceppamento delle parti mobili

c) rimbalzo dei contatti

d) sensibilità alla polvere

e) condizioni ambientali sfavorevoli (temperatura, umidità)

f) vibrazioni meccaniche.

La massima frequenza di funzionamento dei relè statici inoltre è di gran lunga superiore a quella dei relè elettromeccanici, e d'altra parte una frequenza di lavoro elevata non provoca nessuna usura, come si verifica invece nel caso dei sistemi elettromagnetici.

I relè statici infine non generano alcuna scintilla e possono quindi essere usati anche in eventuale atmosfera esplosiva.

Le funzioni logiche fondamentali sono « AND », « OR », « NOT ».

Chiamando segnale « 1 » un certo livello di tensione negativa, e segnale « 0 » un livello di tensione nulla, la funzione « AND » è realizzata da un circuito che ha in uscita il segnale « 1 » se a tutti gli ingressi è contemporaneamente presente

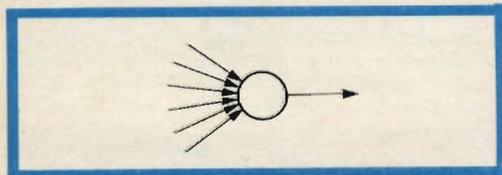



Fig. 1 a - Simbolo unità NOR.

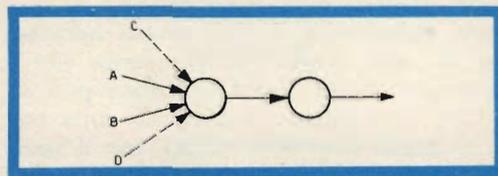



Fig. 2 - Porta OR realizzata mediante NOR

il segnale « 1 », mentre ha in uscita il segnale « 0 » se almeno ad uno dei suoi ingressi è presente il segnale « 0 »; equivale quindi, nel sistema tradizionale, ad un certo numero di contatti disposti in serie.

La funzione « OR » è invece realizzata da un circuito che ha in uscita il segnale « 1 » se almeno ad uno dei suoi ingressi è presente il segnale « 1 », ed ha in uscita il segnale « 0 » soltanto se a tutti gli ingressi è presente il segnale « 0 »; equivale perciò ad un certo numero di contatti in parallelo.

Nella funzione logica « NOT » infine il segnale in uscita è sempre opposto a quello in entrata, cioè « 1 » in ingresso comporta « 0 » in uscita e viceversa.

Tra i vari sistemi a semiconduttori presenta particolare interesse il sistema « NOR » su cui è basata appunto la realizzazione delle unità prefabbricate della serie « NORBITS »; infatti la sola soluzione logica « NOR » costituita, come si vede nello schema della fig. 1, da una porta « OR » seguita da un invertitore, consente la realizzazione di tutte le altre funzioni logiche semplificando così problemi di stock e manutenzione.

Inoltre, mentre le funzioni AND e OR a diodi sono dei circuiti passivi e quindi il livello dei segnali che si attenua attraverso le porte stesse deve essere frequentemente ripristinato mediante circuiti amplificatori, con l'elemento NOR tale difficoltà non esiste grazie all'amplificazione interna che ripristina ogni volta il livello del segnale (ovviamente si intende qui per segnale il livello di tensione diverso da zero).

In fig. 2 e in fig. 3 sono mostrate rispettivamente una porta « OR » ed una porta « AND » realizzate con l'impiego di unità « NOR ». Ora per tradurre in sistema a NOR un qualunque schema a relè tradizionali, essendo i contatti di questi necessariamente collegati o in serie o in parallelo, si tratterà semplicemente di ripetere in fasi successive per gruppi di contatti le già viste operazioni di serie e parallelo a NOR (figg. 2 e 3).

In fig. 4 è rappresentato, ad esempio,

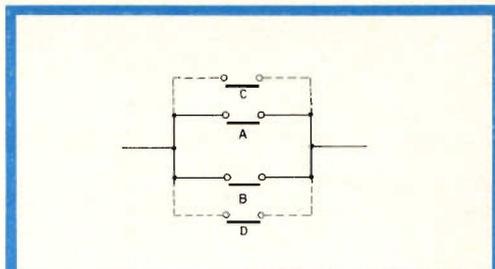



Fig. 2 a - Circuito tradizionale equivalente.

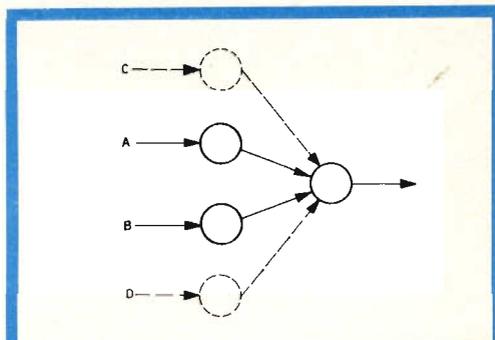



Fig. 3 - Porta AND realizzata mediante NOR.

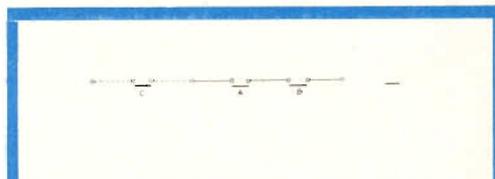



Fig. 3 a - Circuito tradizionale equivalente.

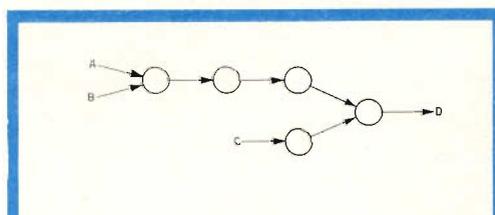



Fig. 4 - Circuito OR-AND in serie.

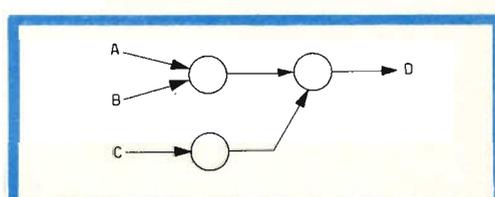



Fig. 4 a - Circuito OR-AND in serie semplificato.

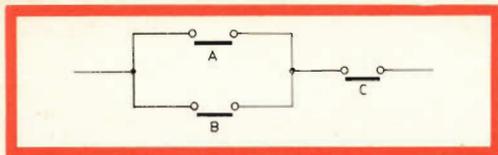



Fig. 4 b - Schema tradizionale equivalente.

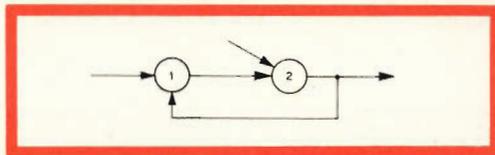



Fig. 5 - Memoria realizzata con 2 NOR.

un circuito costituito da una porta « OR » in serie con una porta « AND »; tale circuito può essere semplificato come si vede in fig. 4a.

Ricordiamo a questo punto che lo studio delle possibili semplificazioni del circuito logico, così come può essere ottenuto per es. mediante una semplice trasduzione di uno schema tradizionale, studio inteso nel senso dell'impiego, per assolvere alle stesse funzioni, del minor numero possibile di unità, la cosidetta « ottimizzazione del circuito », costituisce sempre il problema principale che deve essere affrontato in ogni circuito che non sia di tipo elementare. La soluzione « ottimale » è sempre individuabile sulla base di uno studio teorico mediante l'algebra di Boole; una soluzione accettabile e conveniente si può invece facilmente ricavare nella grande maggioranza dei casi, come detto sopra, da considerazioni di logica elementare.

In un progetto logico, molto spesso è richiesta la funzione memoria, cioè un circuito che, comandato da un impulso, dia in uscita un segnale permanente: ciò è ottenuto con l'impiego di 2 NOR, come si vede in fig. 5: se un segnale « 1 » è portato all'ingresso del NOR 1, all'uscita di questo si avrà un segnale « 0 » che viene poi invertito dal NOR 2.

Elementi Norbits montati in un circuito sotto misura.

Supponiamo ora che l'altro ingresso del NOR 2 sia « 0 »: in tal caso, all'uscita del NOR 2 si avrà « 1 » che viene riportato al NOR 1, memorizzando così il segnale iniziale. Solo portando un segnale « 1 » al NOR 2 verrà annullata la memorizzazione.

A titolo di esempio mostriamo (fig. 6) uno schema di circuito che può essere indicativo per molti problemi di controllo, là dove si richieda l'intervento di solenoidi o altri elementi di uscita, secondo una particolare sequenza.

Si voglia, ad esempio, che venga automaticamente impartito il comando relativo ad una certa funzione quando, e soltanto quando, sia stata portata a termine l'operazione precedente.

Le unità 2-3, 5-6, 8-9, ecc. costituiscono delle memorie che hanno, in condizioni di riposo, il segnale « 0 » all'entrata e conseguentemente anche all'uscita.

Portando, ad es. tramite un pulsante esterno, un segnale « 1 » al Norbit 2, si fa commutare la 1ª memoria (Norbits 2-3) che darà in uscita il segnale « 1 » e quindi il comando per l'esecuzione della 1ª operazione. Si fa ora in modo che il terminare stesso di tale operazione, mediante opportuno elemento di ritardo, dia un segnale « 0 » al NOR 4, il quale funziona da porta AND per quei segnali « 0 » che rappresentino tutte quelle condizioni che debbono essere soddisfatte per l'inizio della 2ª operazione (in ogni caso deve

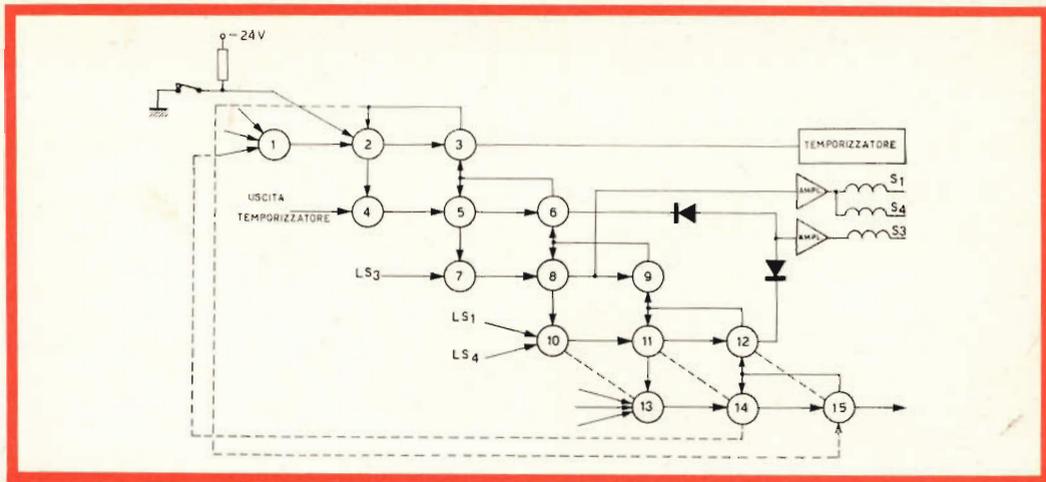



Fig. 6 - Schema di problema sequenziale.

essere prelevato il segnale « 0 » all'uscita del NOR 2).

A seguito di tale consenso, il NOR 4 avrà alla sua uscita il segnale « 1 » con cui, tramite la memoria 5-6, verrà dato il comando relativo alla 2ª operazione; lo stesso segnale « 1 » provvede, contemporaneamente, a riportare nelle condizioni iniziali la 1ª memoria mediante ingresso al NOR 3; e così di seguito per quanto riguarda le altre operazioni.

Il suddetto processo può essere reso ciclico mediante i collegamenti tratteggiati in figura: l'inizio viene al solito comandato con apposito pulsante.

Descriveremo ora un circuito d'allarme, realizzato con le unità Norbits, che assolve alle seguenti funzioni: quando si apre (o si chiude) un contatto (o più contatti) viene messo in funzione un segnalatore acustico e contemporaneamente si dà tensione intermittente ad una lampada.

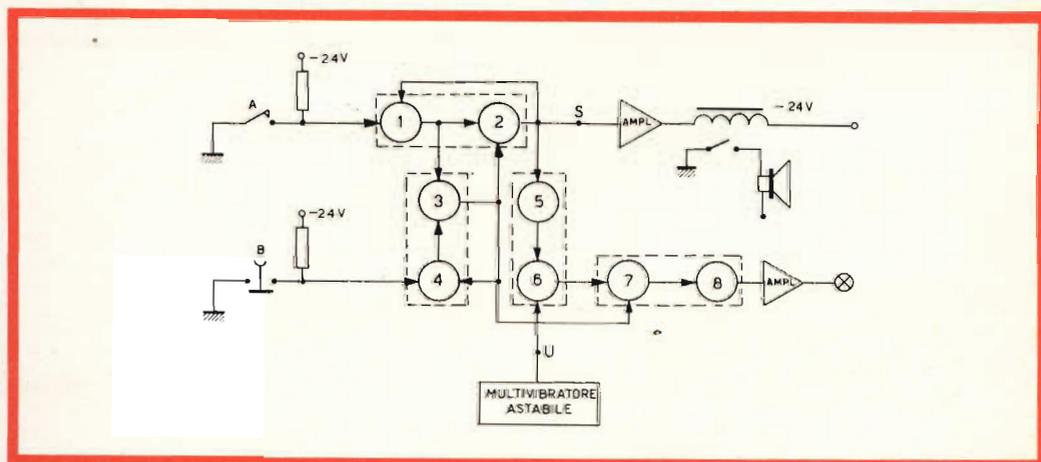



Fig. 7 - Circuito d'allarme con unità Norbits: le unità 1-2, 3-4, 5-6, 7-8, sono dei « doppi NOR »; anche il multivibratore astabile per l'alimentazione pulsante della lampada è realizzabile con una unità « doppio Nor » e un accoppiamento capacitivo.

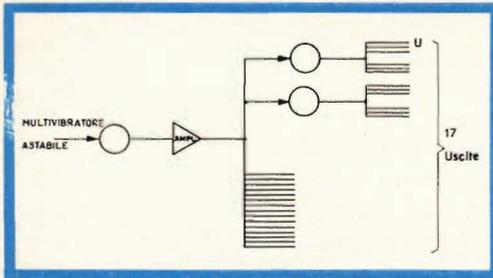



Fig. 7 a - Schema che consente di impiegare un solo multivibratore astabile per un numero di punti d'allarme ≤ 102.

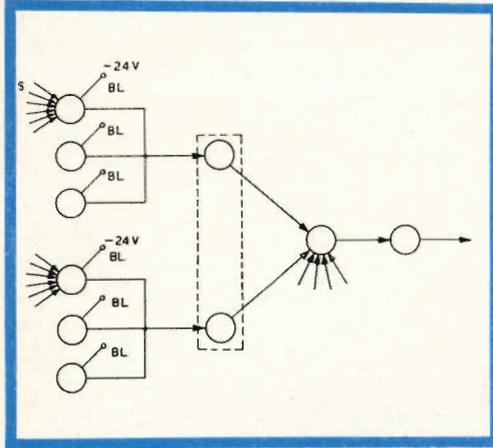



Fig. 7 b - Schema che consente il collegamento al segnalatore acustico di un numero di punti d'allarme ≤ 108.

Premendo il pulsante di accettazione, l'operatore tacita il segnalatore acustico e alimenta con luce continua la lampada fino a che non venga annullata la causa d'allarme e quindi richiuso (o riaperto) il contatto.

Nell'eventualità che la causa d'allarme abbia a scomparire prima che venga premuto il pulsante di accettazione, il segnalatore acustico resta in funzione e la luce della lampada è pulsante: in tal caso, premendo il pulsante di accettazione, si tacita il segnalatore acustico e la lampada si spegne.

La rete logica che realizza le funzioni sopra descritte è rappresentata nella fig. 7, nella quale A rappresenta il contatto (normalmente chiuso) di allarme e B il contatto (normalmente chiuso) del pulsante di accettazione.

Nel caso si abbiano diversi punti d'allarme, si può usare un solo multivibratore astabile moltiplicando opportunamente le sue uscite (fig. 7a) ed un solo segnalatore acustico moltiplicando i suoi ingressi (fig. 7b). Un'altra applicazione delle unità Norbits che va riscuotendo interesse in campo internazionale è quella relativa alle apparecchiature di comando per ascensori e montacarichi in generale. La fig. 8 mostra lo schema a blocchi per un impianto previsto secondo il sistema detto della « chiamata collettiva »: quando cioè

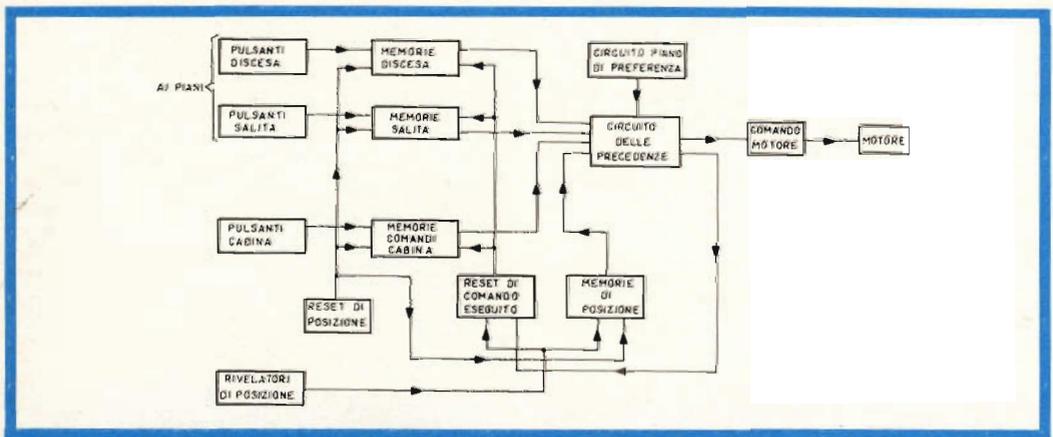



Fig. 8 - Schema a blocchi di una apparecchiatura di comando per ascensori: l'impiego dei relé statici Norbits comporta tra i principali vantaggi rispetto al sistema tradizionale, grande sicurezza di funzionamento, eliminazione della manutenzione, e ridotte dimensioni.

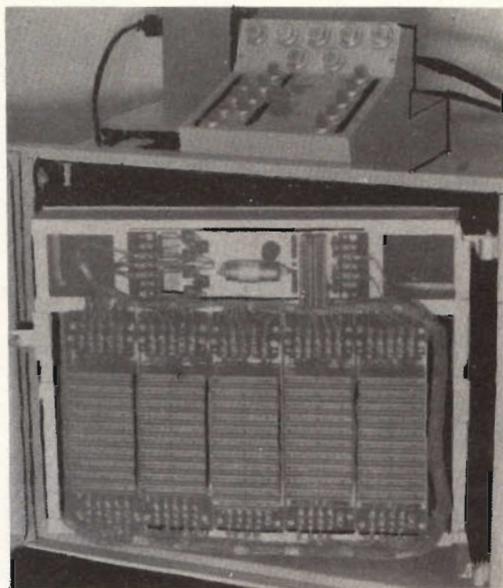



Fig. 8 a - Pannello di comando per modello di ascensore che serve 5 piani secondo il sistema detto della « chiamata collettiva » e con il « piano di preferenza »; dimensioni circa 300 x 250 x 150 mm.

siano state effettuate diverse chiamate ai vari piani, l'ascensore risponde prima a quelle che corrispondono alla direzione nella quale sta muovendosi e successivamente a quelle dirette in senso opposto. Nel caso di più chiamate nella stessa direzione, ma opposte a quella secondo la quale già si muove o deve muoversi per un comando ricevuto, la cabina stessa si fermerà prima dove è stata effettuata la chiamata più « lontana » e successivamente agli altri piani prenotati.

È stato anche previsto uno speciale circuito che consente di programmare, durante ore particolari del giorno, a guadagno di tempo, il ritorno automatico della cabina al cosiddetto « piano di preferenza » ogni qualvolta l'ascensore stesso si renda « libero » (ad esempio per l'entrata e l'uscita di impiegati da un ufficio).

Le funzioni descritte, realizzate per un impianto che serve 5 piani dal pannello che si vede in fig. 8a, sono da ritenersi un esempio a carattere indicativo: ogni ulteriore funzione richiesta può essere ottenuta modificando opportunamente lo schema logico del circuito.

(continua)

AMPLIFICATORI D'ANTENNA a TRANSISTORI

AMPLIFICATORI A 2 TRANSISTORI

TR 2/U - 2 trans. in UHF 20 dB 75 Ω

TR21/U - 2 trans. in UHF 20 dB 75 Ω + Mix

TR U/V { 1 trans. in UHF 14 dB / 1 trans. in UHF 16 dB } 75 Ω + Mix

TR I/III { 1 trans. in UHF B. I / 1 trans. in UHF B. III } 16 dB 75 Ω + Mix

AMPLIFICATORI A 1 TRANSISTORE

TR 1/U - 1 trans. in UHF 14 dB 75 Ω

TR 11/U - 1 trans. in UHF 14 dB 75 Ω + Mix

TR 1/V - 1 trans. in VHF 16 dB 75 Ω

TR 11/V - 1 trans. in VHF 16 dB 75 Ω + Mix

LO STESSO CAVO DI DISCESA SERVE AD ALIMENTARE I TRANSISTORI

ALIMENTATORI PER AMPLIFICATORI

AT 2 Alimentazione normale
ad accensione diretta 220 V - 1,5 W ~
Entrata 75 Ω; Uscita 75-300 Ω
senza demiscelatore.

AT 21 Alimentazione automatica
Accensione a mezzo assorbimento
TV 100-200 W
Uscita 300 Ω VHF-UHF demiscelati
Stabilizzato con diodo Zener.

Nelle ordinazioni citare sempre il numero del canale.

NELLE ORDINAZIONI CITARE SEMPRE IL NUMERO DEL CANALE DESIDERATO

PRESTEL P.za Duca d'Aosta, 6 - MILANO

COME RENDERE AUTOMATICO IL CONTROLLO DI CONTRASTO E DELLA LUMINOSITA' DI UN TELEVISORE

Oltre alla regolazione manuale, nei televisori è possibile una regolazione automatica del contrasto e della luminosità dell'immagine.

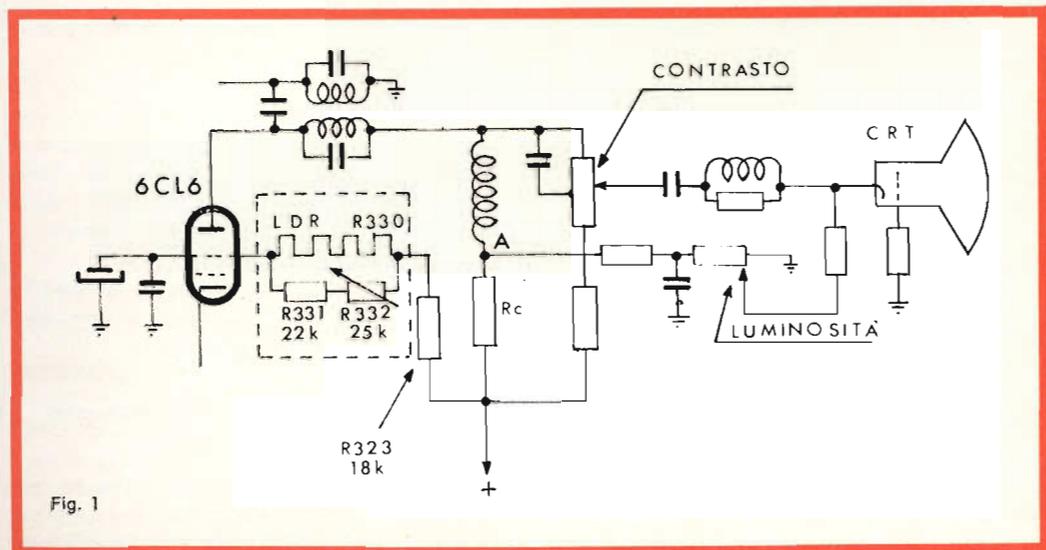
Questo significa che, una volta regolati i relativi comandi ad una determinata luce ambiente, qualsiasi variazione di quest'ultima è seguita da una analoga variazione di contrasto e luminosità della figura al fine di avere in ogni caso una immagine sufficientemente luminosa e contrastata per una buona visione.

L'automatismo è stato inserito (vedi figura 1) nel ramo griglia schermo della finale video 6CL6 e consiste di un gruppo composto da una resistenza fissa (R331) di 22 kohm, di un potenziometro semi fisso (R 332) di 25 kohm e di una fotocellula al solfuro di cadmio (R330) montata in parallelo alle due resistenze precedenti.

La fotocellula discosta, in senso positivo, da altre analoghe per le sue ridotte dimensioni, la facilità del montaggio, il suo alto rendimento (sensibilità alle variazioni luminose) e soprattutto per la messa a punto veramente facile e rapida ad eseguirsi.

La caratteristica elettrica più saliente della fotocellula è quella di avere la resistenza interna che varia sensibilmente al variare dell'intensità luminosa dell'ambiente e precisamente varia in senso inverso alla variazione della luce.
A questo proposito si vedano le caratteristiche della cellula riportata sotto:

Resistenza al buio totale	10 Mohm
Resistenza a 1.000 lux	75 ÷ 300 ohm
Max potenza dissipata	0,2 W a + 40° C
Max tensione ai capi	110 V continua 110 V alternata
Max temperat. di lavoro	+ 60 °C
Min temperat. di lavoro	— 20° C
Rapidità di assest.	200 kohm/s.

Fig. 1

Regolazione automatica del contrasto

Circuito eq. all'oscurità totale:

La LDR ha una resistenza interna di oltre 10 Mohm, quindi la sua azione è trascurabile.

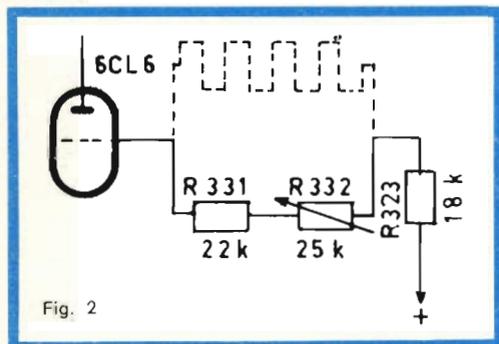



Fig. 2

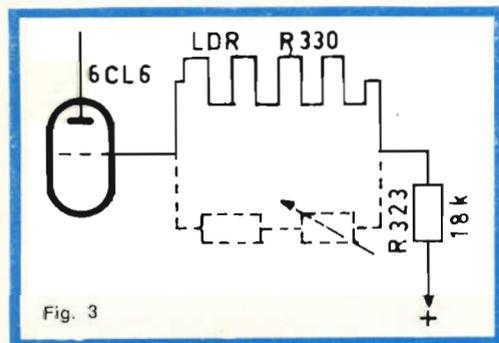



Fig. 3

Amplificazione minima

Circuito eq. a luce intensa:

La LDR, poche decine di ohm, schunta completamente R331 e R332 che possono trascurarsi.

Amplificazione massima

Con riferimento ai due circuiti equivalenti riportati sopra: passando dall'oscurità alla luce intensa, la resistenza totale di schermo diminuisce sensibilmente: da (18 kohm + 22 kohm + 25 kohm =) 65 kohm a (18 kohm + poche decine di ohm =) 18 kohm col risultato di avere una maggiore tensione di schermo (136 V rispetto agli 80 V precedenti) e quindi una maggiore amplificazione della valvola. Il contrasto dell'immagine ne esce in questo modo incrementato, mentre subisce una diminuzione nel passaggio da ambiente illuminato ad ambiente oscurato.

Il potenziometro R332 serve per regolare il minimo di amplificazione (cellula oscurata) ad un valore non così basso da compromettere la funzione del separatore con il ben noto inconveniente dello stracciamento dell'immagine.

Ovviamente lo stesso può servire anche ad aumentare a piacere tale minimo al fine di ridurre l'escursione dell'automatismo (il massimo, come si può notare dai circuiti equivalenti, è dato esclusivamente dall'amplificazione della valvola, perchè la LDR ha una resistenza trascurabile).

Regolazione automatica della luminosità

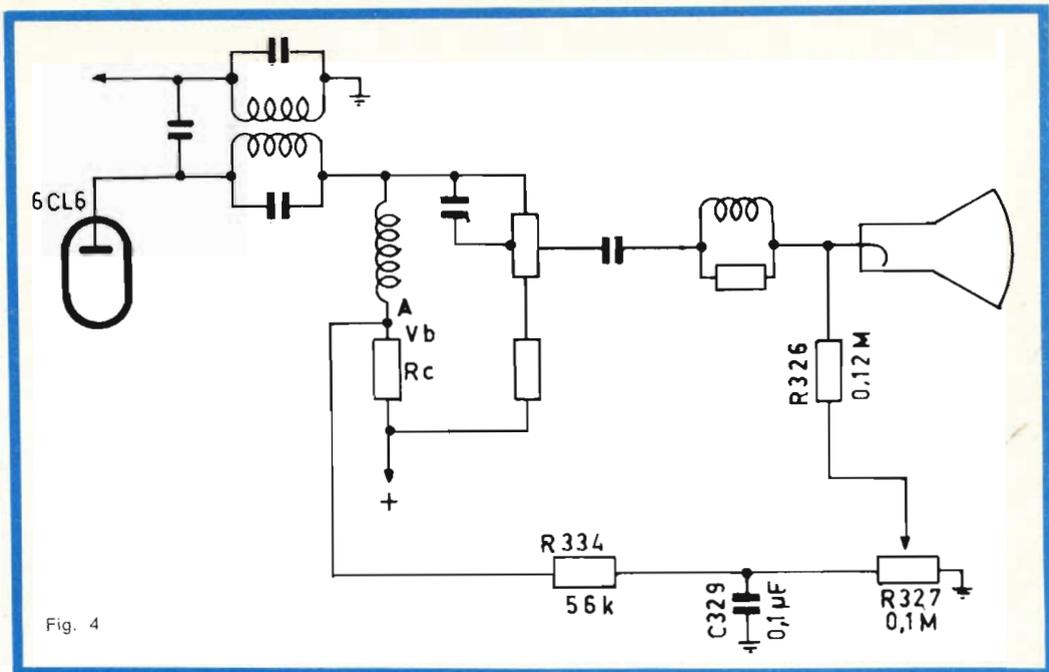
L'automatismo per la luminosità si ottiene prelevando la tensione da inviare al catodo del cinescopio sulla resistenza di carico Rc (punto A) del tubo finale video 6CL6. Il meccanismo è il seguente:

Supponiamo un incremento della luce ambiente. La LDR diminuisce la sua resistenza interna. La griglia schermo aumenta di tensione e la valvola da maggior corrente (da cui maggior amplificazione e quindi **maggior contrasto**). A causa di questa maggior corrente circolante la Vb diminuisce per effetto della caduta di tensione su Rc. Diminuisce di conseguenza la tensione portata sul catodo del cinescopio per cui si ha un **incremento della luminosità.** Viceversa avviene quando la luce ambiente diminuisce.

Da quanto sopra si nota che, al variare della luce ambiente, contrasto e luminosità variano nello stesso senso.

Condizioni estreme di funzionamento della fotocellula

Si è visto sperimentalmente che le condizioni di funzionamento più gravoso per la LDR si hanno quando il TV lavora sen-

Fig. 4

za segnale in antenna e con una tensione di rete di 220 V + 10 % = 242 V.

Appunto con 242 V di rete e senza segnale sono stati misurati i valori che sotto riportiamo:

Max. tensione alternata ai capi = 0V (1) (110 V ammessi)

Max. tensione continua ai capi = 89 V (110 V ammessi)

Max. Potenza dissipata = 0,185 W (0,2 W max ammessi a 40° C)

Temperatura di funzionamento = 3 °C al di sopra della temperatura ambiente.

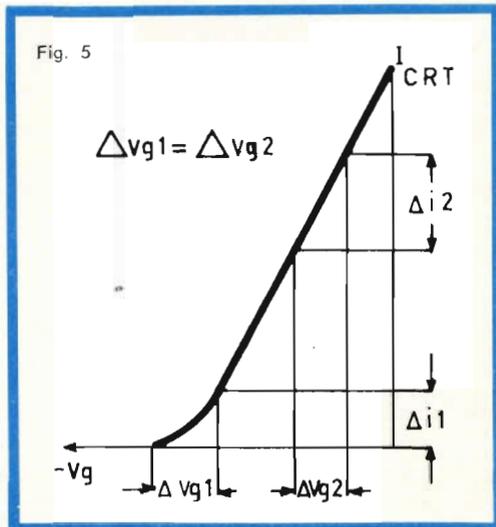
(1) La griglia schermo è bipassata dal condensatore C706C di 5 μF, per cui la componente alternata attraverso la LDR è insignificante.

L'incremento di temperatura rispetto quella ambiente, è molto debole data la favorevole posizione di montaggio della LDR, sia perchè è distante dalle maggiori sorgenti di calore (valvole, resistenze di potenza, ecc.) sia perchè è costantemente areata dall'esterno. La temperatura globale della LDR molto improbabile potrà raggiungere i 40 °C limite per la potenza dissipata.

Accertata la sicurezza di funzionamento della fotocellula, esaminiamo le prestazioni visive del sistema di regolazione automatico.

È stato riscontrato sperimentalmente che la presentazione migliore dell'automatismo si ha quando:

1) Il rapporto di amplificazione della finale video $\frac{\text{cellula illuminata}}{\text{cellula all'oscuro}}$ è di 2 ÷ 2,5

Fig. 5

2) La regolazione manuale dei comandi di contrasto e luminosità viene eseguita con luce ambiente piuttosto scarsa.

La ragione di questo secondo punto è la seguente:

Dalla luce intensa all'oscurità si ha una variazione di Vb sulla resistenza di carico Rc di circa **22 V.** È ovvio che tale variazione ha notevole influenza quando la luminosità del TV è regolata al minimo.

In questo caso il cinescopio lavora in prossimità del ginocchio inferiore e uno scarto anche piccolo della tensione di catodo provoca una notevole variazione sulla percezione visiva della luminosità. Questo non avviene quando tale scarto di tensione capita nel tratto rettilineo della caratteristica di griglia del cinescopio.

Un identico scarto di tensione catodica Vg provoca due differenti scarti di correnti i. Contrariamente a quanto può sembrare a prima vista, i_1 influenza molto di più la luminosità che non i_2.

1) Perchè in pratica i_2 è compresso dalla percezione esponenziale dell'occhio.

2) Perchè i_1 porta il cinescopio da una luminosità ancora notevole all'interdizione, per cui la variazione è più avvertibile.

NORME PER LA TARATURA DELLA LDR

Si oscurerà completamente la cellula e si regolerà R 332 al massimo del proprio valore. Se l'immagine accennerà ad avere stracciamento, si ruoterà R332 in senso contrario sino ad ottenere una immagine stabile.

Se variando l'illuminazione dell'ambiente, si noterà un'azione troppo accentuata dell'automazione, si continuerà a disinserire R332 a piccoli tratti sino ad ottenere la variazione più soddisfacente.

S. PAOLETTI

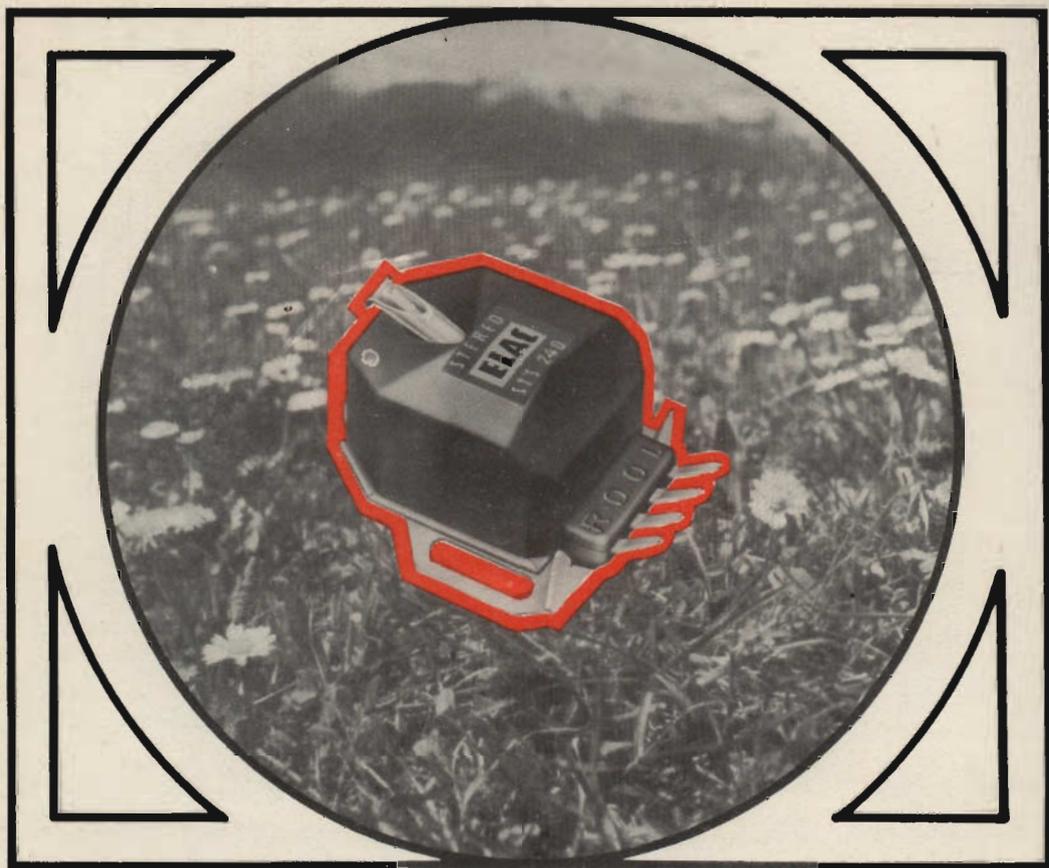
Il centro di Comunicazione della Guardia Costiera Statunitense, situato a Manhattan, è attualmente in grado di controllare con un calcolatore elettronico la posizione di circa 850 navi al giorno in navigazione nell'oceano Atlantico a nord dell'Equatore.
Quando il Laconia, un transatlantico con oltre mille passeggeri a bordo, prendeva fuoco al largo delle Canarie, la notizia del disastro raggiungeva immediatamente il Centro. Si è così potuto individuare in meno di dieci minuti cinque navi sufficientemente vicine al luogo della sciagura, per portare un soccorso tempestivo ai naufraghi.
Il coordinamento delle attività di soccorso è affidato a un calcolatore elettronico con memoria a dischi magnetici sulla quale vengono registrati i dati concernenti le rotte, le posizioni, le velocità, i porti di partenza e di arrivo delle navi in navigazione nell'Atlantico a nord dell'Equatore.
Quando giunge un segnale di pericolo — il Centro riceve ogni giorno una media di tre richieste di assistenza — un operatore interroga il calcolatore che individua istantaneamente la nave o le navi che possono portare il più rapidamente possibile i necessari soccorsi.
Questa assistenza è offerta gratuitamente a navi di tutti i paesi ed è resa possibile dalla collaborazione di navi mercantili di 61 nazioni.
Le navi che si trovano in mare nella zona di competenza della Guardia Costiera Statunitense segnalano al Centro la loro posizione e altri particolari importanti, come la presenza di un medico a bordo o il tipo di apparecchiature radar e di comunicazione di cui dispongono; questi dati registrati nella memoria del calcolatore istantaneamente reperibili in caso di necessità, potranno essere utilizzati da quelle navi che andranno in soccorso di eventuali navi in pericolo.

non giocate
col prestigio

Ogni apparecchio o impianto che progettate e costruite parlerà per Voi. A volte però basta che un diodo di minor costo ceda perché il Vostro apparecchio o il Vostro impianto si fermi e le critiche della concorrenza, invece, si mettano in moto. Come i Vostri clienti si affidano al Vostro prestigio di progettisti e costruttori, così Voi affidateVi all'esperienza prestigiosa della I. R., una società orgogliosa di fabbricare solo diodi e di fabbricarli bene.
Tutti i diodi al silicio I.R. danno un affidamento assoluto.

Diodi in resina 2E, 5E - 500-700 mA - da 100 a 600 PRV
Diodi in cassa metallica SD, SDA, SDS - 600-1100 mA - da 100 a 1000 PRV
Zener da 1 - 3,5 - 10 - 50 W - da 3 a 200 Vz

Tel. 572.085/6

MARSTELLER - CAPPELLINI 7

Pick-up magnetico stereo ELAC STS 240

Particolarmente studiato per i giradischi studio «Elac» Miracord e Miraphon, è adatto anche per qualsiasi braccio professionale capace di lavorare con pressioni da 2,5 a 4,5 g. La speciale schermatura in Mu-Metal elimina ogni pericolo di interferenza di tipo magnetico. La puntina da 17 micron di raggio, in diamante, è facilmente estraibile e sostituibile
Caratteristiche: Risposta di frequenza: lineare da 20 a 20.000 Hz - Sensibilità: 22 mV a 10 cm/sec. - Separazione tra i canali: 24 dB - Squilibrio massimo: 2 dB - Elasticità (compliance): 8 . 10^{-6} cm/dyna.
N. GBC: R/1481

PARCHIMETRO A TRANSISTORI

FUNZIONANTE A RAGGI INFRAROSSI

a cura di L. Biancoli

In queste brevi note viene descritto un sistema contro gli automobilisti abusivi in cerca di parchimetri che presentino ancora del tempo disponibile. Esso si vale dell'aiuto di un parchimetro che si azzera automaticamente non appena un'auto esce dall'ambito della zona di sosta.

Il parchimetro sperimentato, il cui aspetto è illustrato alla **figura 1,** impiega un elemento sensibile ai raggi infrarossi, che rivela il movimento della macchina, e che lavora sul principio dei dispositivi di guida dei missili.

Un parchimetro a raggi infrarossi viene a costare poco più di un parchimetro di tipo convenzionale, e il suo rendimento economico è facilmente accertabile sulle entrate cittadine.

Non così facilmente controllabile, ma di importanza almeno uguale, è il suo potere di ridurre la congestione del traffico. Nei nostri parcheggi muniti di dispositivi a tempo, accade sovente di azionare la maniglia del parchimetro, e di notare che lo utente che si è servito prima del dispositivo, ha lasciato del tempo ancora disponibile per la sosta, e ciò è appunto quanto si vuole evitare.

Le radiazioni termiche delle vetture

Parecchie città hanno preso in considerazione sistemi comprendenti una fotocellula sistemata sulla careggiata, di fronte al parchimetro. Quando una vettura indietreggia, la variazione nell'intensità della luce aziona un dispositivo, che azzera il parchimetro.

Questo sistema presenta tuttavia degli svantaggi.

Fig. 1 - Aspetto del parchimetro descritto, installato sul bordo di un marciapiede. Nella foto è visibile anche una parte del cofano di un'autovettura, che mette in evidenza la distanza alla quale l'apparecchio risulta ancora abbastanza sensibile agli effetti dell'azzeramento automatico.

Innanzitutto, è costoso ricavare un foro nella carreggiata per ciascun parchimetro. Il dispositivo — inoltre — è facilmente vulnerabile, in quanto può essere fatto scattare dai fari delle vetture, dai raggi solari, o da monelli con una torcia elettrica. La sporcizia, la polvere o la nebbia possono essere altre cause di disturbo.

Un dispositivo che funziona invece a raggi infrarossi, come quello che si sta sperimentando a Whittier, può eliminare questi inconvenienti. Sono stati sperimentati due circuiti sensibili; uno è un amplificatore normale, mentre l'altro risulta dall'accoppiamento fra un oscillatore Colpitt e un « trigger » Schmitt.

Entrambi hanno funzionato in modo egualmente soddisfacente, e nel corso della prova durata una settimana non si sono verificati falsi scatti.

Due sole vetture hanno lasciato il parcheggio senza far scattare il contatore, e ciò si è verificato in quanto esse hanno indietreggiato in linea retta nei limiti del campo di individuazione, da 3,5 metri a 4,5 metri. Ciò non dimeno, le vetture in entrata hanno azzerato il contatore.

Come è noto, la temperatura di funzionamento del motore di un automobile è di circa 150° C ÷ 200° C. Una temperatura media di 175° C equivale ad una lunghezza d'onda di 6,35 micron. Sebbene il limite superiore di responso di una cellula al solfuro di piombo, sensibile alle lunghezze d'onda del campo infrarosso, sia di soli 3,5 micron, tuttavia circa il 2 % della energia incidente, proveniente da un motore d'automobile, cade al di sotto di 3,5 micron e provoca un segnale utile. La energia radiante dal corpo umano (9,3 micron a 36,5° C) è troppo debole per far scattare questo ricevitore a banda ristretta. Una sigaretta accesa, però, se irradiante di fronte al rivelatore, può far scattare il dispositivo.

Ciò significa — in altre parole — che agli effetti della progettazione si è tenuto conto di tutte le cause che potrebbero determinare il funzionamento arbitrario del dispositivo.

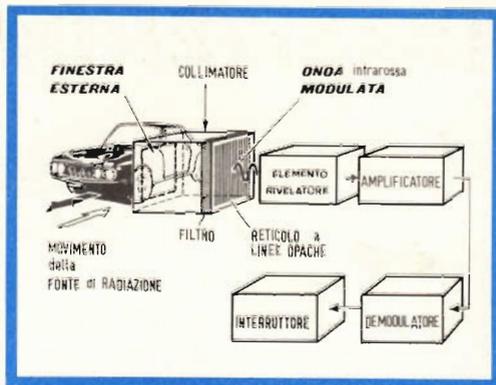



Fig. 2 - Schema a blocchi illustrante il principio di funzionamento del parchimetro. Il rivelatore ha il compito di utilizzare i segnali provenienti dal collimatore, ed il filtro quello di eliminare gli scatti falsi, non dovuti allo spostamento di una vettura.

Il rivelatore

Il rivelatore, illustrato dallo schema a blocchi di **figura 2,** è montato all'interno di un palo d'acciaio, ed è posto a circa 70 cm al di sopra del piano stradale. Esso abbraccia un'ampiezza di campo di circa 1°, attraverso un piccolo foro praticato nel tubo. Non è previsto alcun sistema di amplificazione ottica, per cui il campo risulta ristretto di proposito. Per eliminare radiazioni non richieste prossime ai limiti della gamma infrarossa, davanti al rivelatore al solfuro di piombo, di dimensioni 0,1 x 0,1 mm, sono montati dei filtri con taglio a 2,5 micron. Ciò per evitare false eccitazioni, provocate da fonti di irradiazione, come possono essere i pedoni che camminano fra la vettura e il parchimetro. Il filtro comprende anche un fine reticolo verticale, annerito, a 40 righe per centimetro.

Queste righe suddividono la radiazione prodotta da un veicolo uscente dal posteggio. L'entità della suddivisione è proporzionale alla variazione dell'angolo sotto cui è ricevuta la radiazione, nonché nella estensione ed al numero delle righe nere del reticolo. La frequenza varia da 10 a 25 cicli al secondo.

Questa componente di modulazione viene poi usata per far scattare un inter-

TRASFERITORE TELEFONICO 965.03.102

INSTALLAZIONE ED USO

Costituzione dell'impianto

L'impianto consiste in un principale tipo Bivox 21 965.01.136 con alimentazione a pile e in un trasferitore 965.04.114 con funzione di derivato ad ascolto permanente nei confronti del Bivox.

Allacciamento

Per il collegamento fra gli apparati è necessario un cavo di tipo telefonico a 3 coppie (6 conduttori diametro 0,6 mm).

L'allacciamento, estremamente semplice, si limita a collegare i numeri di targhetta del Bivox con i corrispondenti sul trasferitore, cioè il n. 1 del Bivox con il n. 1 del trasferitore, il n. 2 con il n. 2 e così via per tutti e 6 i conduttori.

Ubicazione degli apparati

Il trasferitore 965.04.114 dovrà essere posto in prossimità di un apparecchio telefonico.

Il principale Bivox 965.01.136 sarà posto nell'ambiente prescelto che, per il buon funzionamento, dovrà essere in posizione tale che la lunghezza del collegamento fra i due apparati non superi 400 mt.

Istruzioni per l'uso

1. Operando dal principale Bivox:
   - a) inserire a fondo il tasto bianco
   - b) manovrare la conversazione col tasto verde premendolo per parlare e rilasciandolo per ascoltare
   - c) a conversazione finita premere di nuovo a fondo il tasto bianco per disinserirlo.
2. Operando dal trasferitore:
   - a) nessuna manovra è necessaria se si viene chiamati
   - b) per effettuare la chiamata, premere il pulsante bianco rotondo (vicino alla lampada rossa) chiamando contemporaneamente a voce la persona desiderata
   - c) nessun'altra manovra è necessaria per continuare la conversazione.
3. Per smistare la conversazione telefonica al principale si dovrà:
   - a) chiamare il principale
   - b) posare il microtelefono sul trasferitore in modo che l'auricolare risulti alla destra di chi guarda l'apparato.

     L'aderenza del microtelefono al trasferitore verrà assicurata ruotando l'apposita levetta che bloccherà il microtelefono stesso
   - c) premere (fino ad agganciarlo) il tasto avorio
   - d) la fine della conversazione telefonica viene evidenziata dall'accendersi della lampada verde, col che si disinserirà il tasto rettangolare precedentemente agganciato, così da riportare l'apparato nelle condizioni di interfonico normale.

Dal principale, sia che l'apparato venga usato come trasferitore telefonico sia come interfonico normale, le manovre sono identiche.

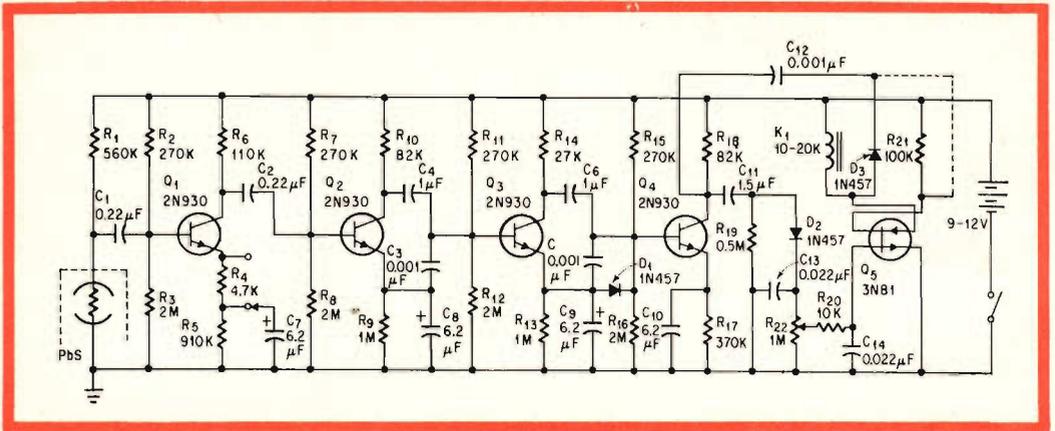



Fig. 3 - Circuito elettrico dell'apparecchiatura. Pbs costituisce la parte sensibile del filtro. K 1 è un relé avente una resistenza compresa tra 10 e 20 kohm, ed F è il cosiddetto comando di messa a punto della sensibilità. L'intero circuito, grazie all'attuale tecnica di miniaturizzazione, può essere realizzato con dimensioni assai ridotte.

ruttore al silicio o un transistore a giunzione, che — conducendo — aziona il « timer » del contatore a mezzo di un relé.

Lo schema di **figura 3** illustra l'amplificatore sperimentale, avente un guadagno di 97 dB. Non viene usato alcun circuito di rigenerazione.

Misurata con uno strumento da laboratorio, la capacità specifica di rivelazione D risulta di 1,5 x 10^{11}.

L'impedenza d'ingresso dell'amplificatore è dell'ordine di quella del rivelatore a solfuro di piombo (circa 500 kOhm).

In tutti e quattro gli stadi di amplificazione, si sono usati transistori al silicio del tipo « n-p-n ». Lo stadio interruttore impiega un dispositivo « trigger » positivo.

Il principio di funzionamento

Ecco come funziona il parchimetro. Il movimento angolare della vettura fa sì che la radiazione infrarossa proveniente dal motore venga suddivisa dalle linee del reticolo del sistema ottico di ricezione. Gli impulsi di modulazione prodotti vengono immagazzinati in C_1 e amplificati da Q_1.

In assenza delle linee di taglio, si avrebbe solo una variazione continua nel livello della portante infrarossa, mentre una vettura o altra fonte di calore, irradiano il rivelatore.

In tal caso, non viene generato alcun impulso di comando. Il progetto dell'amplificatore è del tutto convenzionale, con C_3 e C che sopprimono le oscillazioni ad alta frequenza, e D_1 che provvede a livellare le variazioni di tensione.

La portante infrarossa viene demodulata da D_2, eccettuate solo le fluttuazioni a bassa frequenza provocate dal movimento dell'automobile. Gli impulsi positivi alla uscita di D_2 sono più ampi (2,5 V) di quelli negativi (1 V) alla giunzione di D_3 e Q_5. Questi vengono applicati al circuito di catodo di un interruttore controllato al silicio, Q_5, che si inserisce ed azione il relé K_1. Questo, inserendosi, azzera il « timer » sul parchimetro.

L'interruttore al silicio viene disinserito facendogli giungere un piccolo segnale all'anodo, tramite C_{12} e D_3. Se la vettura si ferma, gli impulsi positivi cessano, ma il nucleo di K_1 risuona, mantenendo tensione ai capi dell'avvolgimento per un breve periodo. La componente negativa di que-

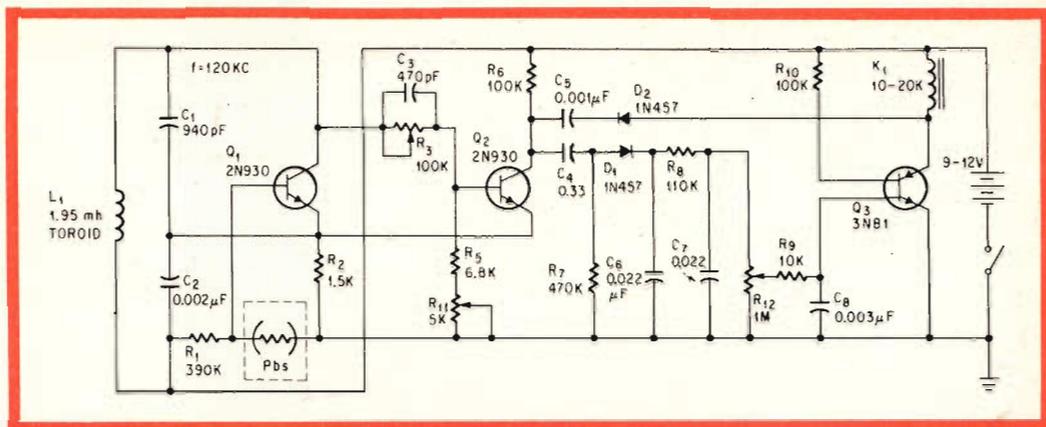



Fig. 4 - In quest'altro circuito si fa uso di due transistori, e di un dispositivo semiconduttore di commutazione al silicio. Il principio d funzionamento è del tutto analogo a quello del circuito illustrato in precedenza, sebbene questo sia assai meno complesso. In sostanza, costituisce la combinazione tra un oscillatore Colpitts ed un circuito ad impulsi Schmitt.

sta risonanza esclude o reinserisce l'interruttore. Il parchimetro quindi rimane azzerato sino alla riattivazione effettuata dalla moneta del prossimo automobilista.

Q_1 è un transistore del tipo 2N 930 a bassa corrente e ad alto valore di « beta ». Un'elevata impedenza d'ingresso è ottenuta con adatti valori delle resistenze e dei condensatori. Le prese applicate sulle resistenze R 4 ed R 5 permettono di variare sia l'impedenza che il guadagno.

R 17 può essere sostituita con un potenziometro come controllo di guadagno, e C_{10} viene — in tal caso — collegato al cursore.

Un transistore a giunzione, come ad esempio il tipo 2N 3004, può essere usato al posto dell'interruttore controllato al silicio, per ottenere una sensibilità più elevata (circa 20 micro Ampère); tuttavia, non avendo un conduttore per l'anodo, è necessario rifare il collegamento. Usando una batteria da 12 volt, si ottiene un guadagno di 101 dB: il guadagno massimo con una batteria da 9 V è di 97 dB. È però consigliabile l'alimentazione a 12 V, perché al di sotto di 8 V il guadagno cade rapidamente. Il fattore rumore dell'amplificatore è inferiore a 2 dB.

Un'altra soluzione

L'altro circuito sensibile, illustrato alla **figura 4,** impiega solo due transistori e un interruttore controllato al silicio. È stato provato per una settimana, dopo la rimozione dell'amplificatore di figura 3. Questo circuito, come già abbiamo accennato, deriva dalla combinazione di un oscillatore Colpitt e di un « trigger » Schmitt. Durante il funzionamento, il valore di R_{11} viene regolato al punto in cui il carico di Q_2 su Q_1 impedisce appena la oscillazione. La radiazione infrarossa senza movimento riduce la resistenza del solfuro di piombo, e produce oscillazioni a circa 120 kilocicli, benchè si possano usare anche altre frequenze. A questo punto, la tensione dell'emettitore su ambedue gli stadi cade, ed il segnale portante è shuntato dalla combinazione di D_1, R_8 e C_6-C_7.

Con il movimento laterale della sorgente di calore — tuttavia — la modulazione a bassa frequenza risultante introduce due leggere variazioni che insieme fanno oscillare per un momento Q_2 invece di amplificare. Queste variazioni sono in stretta relazione di fase con i due stadi, e una piccola reazione del segnale di uscita Q_2

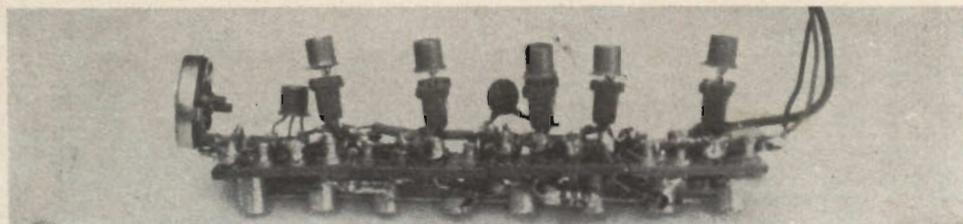



Fig. 5 - Aspetto della realizzazione del circuito di figura 3.

— controllata dal valore di C_4 — provoca la super-rigenerazione.

Una scarica di impulsi di modulazione emergenti dal filtro RC, accende l'interruttore al silicio. Il disinserimento viene ottenuto come nel caso precedente.

La frequenza non è critica, e per L_1 può essere usato un valore di induttanza maggiore. La sensibilità, senza parte ottica, è di 1×10^{-6} watt/cm². Per ragioni di economia, il potenziometro R_3 può essere una resistenza di 10 kohm.

Per funzionare ad impulso singolo in altre applicazioni, un impulso positivo sul catodo di Q_3 inserisce l'interruttore al silicio, mentre un flusso negativo attraverso K_1 escluse Q_3. Per il funzionamento continuo del circuito, C_5 e D_2 vanno eliminati, e un interruttore di reinserimento deve essere collegato in serie tra il collegamento del catodo di Q_3 e la terra. Per ottenere il funzionamento con maggior sensibilità, circa 20 microampère, per Q_3 si può impiegare un transistore del tipo 2N 3004, mentre R_{10} va eliminato.

Se lo si desidera, il carico può essere posto nel circuito anodico del transistore 3N 81.

Originariamente, fu impiegato un transistore a giunzione 2N 2646 prima del tipo 3N 81, per avere una sensibilità di scatto più elevata; successivamente, ciò risultò non necessario. In un modello futuro, la batteria a secco sarà sostituita da un accumulatore al nickel-Cadmio da 12 V, ricaricabile.

Le **figure 5 e 6** illustrano la disposizione dei componenti nelle realizzazioni dei circuiti di figura 3 e 4, rispettivamente.

(da « Electronics »)

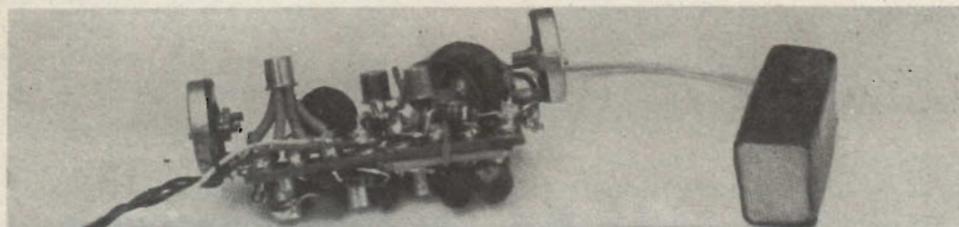



Fig. 6 - Aspetto della realizzazione del circuito di figura 4.

AMPLIFICATORI MAGNETICI

ESPERIENZE PRATICHE

Gli apparecchi noti col termine di **amplificatori magnetici,** altrimenti chiamati **trasduttori,** si basano essenzialmente sulla variazione della permeabilità magnetica sotto l'influenza di un campo magnetico continuo.

Alla maggior parte dei radiotecnici sarà più volte accaduto di constatare come si manifesta questo fenomeno: la diminuzione del coefficiente di autoinduzione delle impedenze di filtro, ogni volta che la componente continua raggiunge un valore eccessivo. In tali termini, la reattanza, vale a dire la resistenza alla corrente alternata di tale impedenza, diminuisce quando aumenta la corrente continua che ne attraversa l'avvolgimento.

La maniera in cui questa diminuzione si manifesta e la sua importanza rispetto all'aumento della componente continua, dipende dalle proprietà magnetiche del materiale impiegato per il nucleo e possono variare considerevolmente secondo che si tratti di ordinari lamierini al ferro-silicio o di leghe speciali ad alta permeabilità.

Nella sua forma più elementare un amplificatore magnetico può essere rappresentato dallo schema di fig. 1, dove vediamo un trasformatore il cui avvolgimento **na** è alimentato da una corrente alternata (quella della rete, per esempio), con l'interposizione di un carico in serie **Za,** di non importa quale natura (lampada, resistenza, motore, ecc.). Il secondo avvolgimento **ne** dello stesso trasformatore è alimentato da una sorgente di corrente continua P, regolabile mediante il comando R, quest'ultimo costituito da un qualunque organo a resistenza variabile (reostato, fotoresistenza, termistore, ecc.).

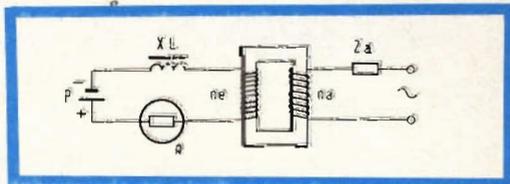



Fig. 1 - Schema teorico di un amplificatore magnetico elementare.

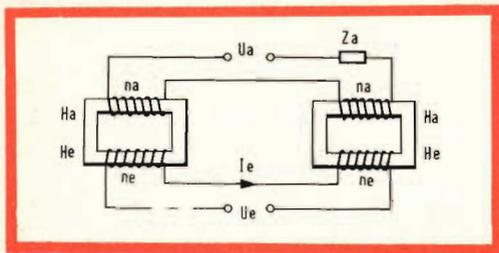



Fig. 2 - Impiego simultaneo di due induttanze sature, con gli avvolgimenti di comando in opposizione.

Sarà facile scoprire un inconveniente nel semplice sistema descritto: una tensione a corrente alternata verrà indotta nell'avvolgimento **ne** e il circuito PR sarà attraversato dalla stessa corrente alternata, ciò che può dar luogo ad inconvenienti. L'impedenza XL di fig. 1 è destinata a bloccare tale corrente alternata, tuttavia facciamo osservare che l'amplificatore magnetico di fig. 1 serve solo al nostro studio elementare e non viene mai usato in pratica, mentre vedremo più avanti come, usando circuiti simmetrici, sia possibile escludere la corrente alternata dal circuito di comando.

È importante osservare fin d'ora come il grande vantaggio offerto da un amplificatore magnetico consista nell'assenza di contatti mobili e di qualsiasi altro organo in movimento. Siamo di fronte ad un sistema essenzialmente statico, che permette la più assoluta sicurezza di funzionamento o, come si dice attualmente, una **fiabilità** elevata.

Per contro, gli amplificatori magnetici sono affetti da un assai grave inconveniente, che ne limita notevolmente le possibilità di impiego, consistente nella grande inerzia del sistema, incompatibile nei dispositivi automatici richiedenti grande rapidità di funzionamento.

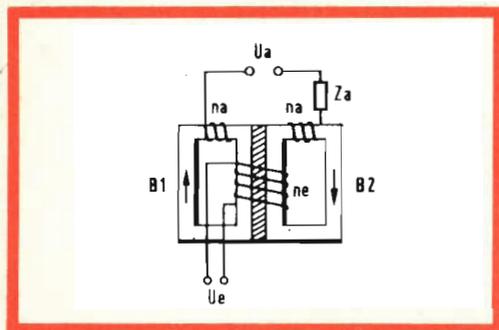



Fig. 3 - Amplificatore magnetico con avvolgimento di comando asservito a due flussi magnetici alternativi in opposizione.

Ritornando alla fig. 1, osserveremo che la corrente continua che percorre l'avvolgimento **ne** determina nel nucleo un campo magnetico. Ci regoleremo in modo che tale corrente provochi una diminuzione rapida della permeabilità dinamica in funzione del campo magnetico continuo. Per ottenere ciò è sufficiente scegliere come punto di lavoro il fianco dritto della curva di magnetizzazione, traducendo la variazione di permeabilità in intensità di campo.

Per conseguenza, se in seguito ad una variazione dell'elemento regolatore R l'intensità della corrente continua nell'avvolgimento **ne** aumenta, la permeabilità dinamica del nucleo diminuisce e con questa diminuisce anche la reattanza dello avvolgimento **na**, da cui dipende infine un aumento della corrente alternata nel circuito corrispondente.

Secondo il valore dell'impedenza o della resistenza di Za, potremo considerare sia la tensione (Za elevata), sia la potenza, nel caso in cui vi sia corrispondenza fra l'impedenza della sorgente e l'impedenza di carico. Si realizza in tal modo una amplificazione nel senso che una debole variazione della corrente o della tensione o della potenza nell'avvolgimento **ne** determina una variazione molto più grande della tensione, della corrente o della potenza nel circuito **na** Za.

Per quanto riguarda l'eliminazione della corrente alternata dal circuito di comando, si ricorre in pratica a dei circuiti simmetrici, due esempi dei quali sono dati dalle figg. 2 e 3. Nello schema di fig. 2 vengono usati due trasformatori identici, i cui avvolgimenti a corrente alternata sono connessi in serie. Gli avvolgimenti di comando a corrente continua sono anche essi avvolti in serie, ma in opposizione, col risultato che la forza elettromotrice indotta in uno degli avvolgimenti si oppone e annulla quella dell'altro. Se la simmetria è perfetta, nessuna corrente al-

BASS-REFLEX
HI-FI
A/491
Completo di altoparlanti e piedini
Potenza: 12 W
Campo di frequenza: 45 ÷ 16.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
N. 1 Woofer
N. 1 Tweeter
Impedenza: 8 ohm
Dimensioni d'ingombro: 570 x 488 x 260
Prezzo di listino: L. 48.000
Completo di altoparlanti
Potenza: 15 W
Campo di frequenza: 45 ÷ 17.000 Hz
Altoparlanti impiegati:
N. 1 Woofer
N. 2 Tweeter
Impedenza: 8 ohm
Dimensioni d'ingombro: 633 x 260 x 360
Prezzo di listino: L. 44.000
ARGOS
A/491-1

Fig. 4 - Caratteristica di comando di un amplificatore magnetico.

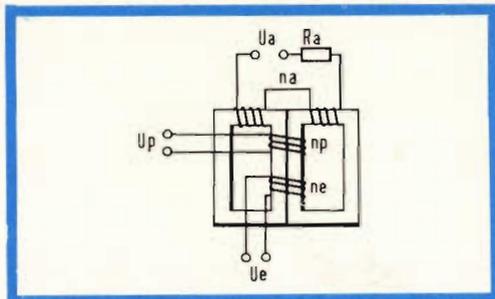



Fig. 5 - Amplificatore magnetico con avvolgimento di polarizzazione.

ternata circolerà dunque nel circuito di comando.

Nello schema di fig. 3 un unico avvolgimento **ne** è disposto su entrambi i nuclei. Sui due circuiti magnetici le componenti alternate vengono a trovarsi in opposizione di fase, quindi nessuna corrente alternata può essere indotta nell'avvolgimento **ne**. Per quanto concerne il flusso magnetico determinato dalla corrente continua circolante nell'avvolgimento **ne**, esso si suddivide simmetricamente sui due nuclei e agisce sulla reattanza di ciascuna sezione di **na** e quindi sulla corrente alternata del circuito di carico Za.

Questa corrente aumenta qualunque sia il senso della corrente continua del circuito di comando, come dimostra la curva di fig. 4, valevole per delle correnti basse. In altri termini, un amplificatore magnetico non è generalmente polarizzato, ma può esserlo se se ne modifica il circuito con l'aggiunta di un avvolgimento supplementare **np**, secondo lo schema di fig. 5.

Tale avvolgimento, percorso dalla corrente continua Ip, regolata una volta tanto al giusto valore, provoca lo spostamento della caratteristica di comando, facendole assumere l'andamento indicato dalla fig. 6, dove si vede che la corrente di comando I_e provoca un aumento di I_a, quando essa circola in senso opposto. L'amplificatore magnetico risulta in tal modo polarizzato.

Un amplificatore magnetico molto semplice

La fig. 7 rappresenta lo schema di un amplificatore magnetico molto semplice, il cui elemento essenziale è costituito dal trasformatore T1, che può essere un comune trasformatore d'uscita BF per radioricevitori. Il suo secondario viene usato come avvolgimento di comando (entrata), mentre il primario, collegato con l'impedenza L1 e con due resistenze R1 R2, forma uno dei bracci di un circuito a ponte a cui, su una delle diagonali, perviene la tensione alternata di rete, mentre l'altra diagonale alimenta l'uscita.

Per ottenere l'equilibrio del ponte è necessario che l'impedenza L1 sia identica all'impedenza del primario del trasformatore T1. La soluzione più semplice è quella di usare due identici trasformatori d'uscita. L'amplificatore di fig. 7 dispone di due uscite: la prima direttamente in corrente alternata, la seconda adatta a fornire una tensione raddrizzata da un diodo D1 e parzialmente filtrata dal condensatore C. Il diodo deve essere scelto per una corrente di 100 mA e per una tensione inversa di 300 V. Le resistenze R1 ed R2 sono da 2 W.

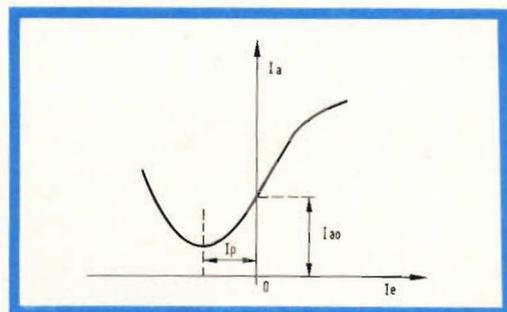



Fig. 6 - Spostamento della caratteristica di comando per l'effetto della polarizzazione.

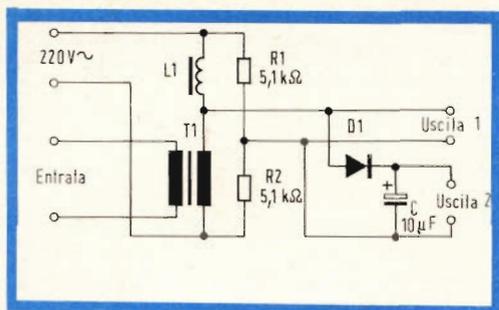



Fig. 7 - Schema completo di un semplice amplificatore magnetico.

I nuclei del trasformatore T1 e dell'impedenza L1 (o del secondo trasformatore identico) devono essere senza traferro. È perciò necessario, adottando normali trasformatori d'uscita, reinserire il pacco lamellare eliminando il traferro.

Il circuito di comando (entrata) deve essere completato da una sorgente di corrente continua (un solo elemento di accumulatore al piombo da 2 V con in serie un reostato da 10 - 15 Ω). Se nessun segnale viene applicato all'entrata (circuito interrotto), la reattanza del secondario di T1 è eguale a quella di L1; il ponte si trova in equilibrio e nessuna tensione appare all'uscita. Quando invece una tensione continua viene applicata all'entrata, anche se molto debole, la permeabilità del nucleo di T1 diminuisce insieme alla reattanza del primario. Ne consegue lo squilibrio del ponte e una tensione alternata relativamente alta può essere prelevata all'uscita.

Indipendentemente dalle caratteristiche dei componenti impiegati, si noterà che

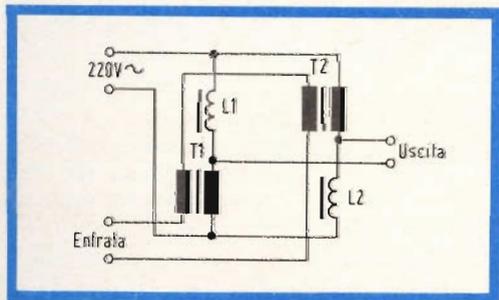



Fig. 8 - Amplificatore con compensazione della f.e.m. alternata nel circuito di comando.

il guadagno in potenza dell'amplificatore è vicino a 10 e che il guadagno in tensione varia attorno a 500, se si usa un carico (resistenza o impedenza) di circa 3 kΩ. Per una tensione continua d'entrata di 0,1 - 0,3 V si avrà una tensione di uscita di 50 - 90 V.

Qualche schema più perfezionato

L'amplificatore di fig. 7 è molto semplice ed ha tuttavia il vantaggio che nessuna tensione è presente all'uscita, se una tensione non viene applicata all'entrata. Ha però l'inconveniente costituito dalla componente di corrente alternata presente nel circuito di entrata, componente che provoca il formarsi di una tensione di circa 2 V ai capi del secondario di T1.

Lo schema di fig. 8, naturalmente più complesso, consente di ovviare a questo inconveniente. Esso è basato su di un circuito a ponte i cui bracci sono formati da quattro trasformatori d'uscita a BF. Il circuito di comando comprende i secondari dei trasformatori T1 e T2 connessi in opposizione, vale a dire in modo che la forza elettromotrice indotta nell'uno sia in opposizione con quella indotta nell'altro. Questo amplificatore può fornire una potenza d'uscita di qualche watt.

In fig. 9 si ha un amplificatore magnetico a reazione, facente uso di due trasformatori di alimentazione per radioricevitori. I relativi secondari ad alta tensione (II) collegati in serie, costituiscono il circuito di comando ad alta impedenza (entrata A), mentre i secondari per l'accensione (III), egualmente collegati in serie, costituiscono l'entrata a bassa impedenza (entrata B).

I due primari (I) sono connessi alla rete tramite i diodi D1 e D2, disposti in modo che la corrente circoli alternativamente in ciascun primario: in quello di T1 durante un'alternanza, e durante l'altra in quello di T2. Il carico Ra è collegato in serie sulla rete ed è perciò percorso da corrente alternata.

La componente continua della corrente raddrizzata che scorre in ciascun primario (I), contribuisce a creare un flusso magnetico, la cui variazione permette di ottenere un guadagno più elevato. Infatti, se applichiamo all'entrata una data ten-

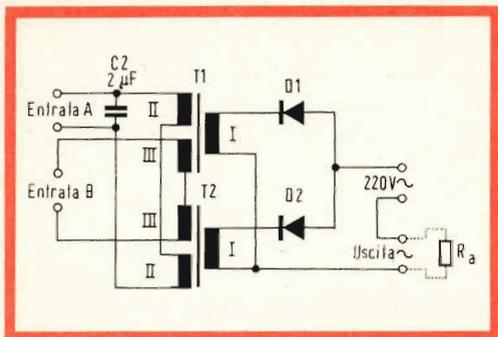



Fig. 9 - Amplificatore magnetico con controreazione interna.

sione continua, provocheremo una diminuzione dell'autoinduzione dei due primari, da cui risulterà un aumento della corrente continua che li attraversa e, per conseguenza, un aumento supplementare del flusso magnetico continuo, una corrispondente diminuzione dell'auto-induzione primaria e, infine, una maggiore corrente attraverso il carico Ra. Si tratta dunque di una reazione interna.

Si noti frattanto che, anche impiegando due trasformatori T1 e T2 teoricamente eguali, sarà difficile che non presentino qualche asimmetria, ciò che dà luogo ad una debole tensione alternata, sensibile soprattutto nel circuito ad alta impedenza. Per cortocircuitare questa tensione, si è ricorsi al condensatore C, la cui capacità può variare da 2 a 4 μF.

L'amplificatore magnetico di fig. 9 può fornire una potenza d'uscita di 25 - 40 W, in dipendenza delle caratteristiche dei trasformatori impiegati. L'entrata a bassa impedenza B può essere alimentata da un elemento di accumulatore con in serie un reostato da 10 Ω. Se il comando avviene sull'entrata ad alta impedenza, la tensione avrà il valore di 8 - 10 V e il reostato sarà di 3 - 5 kΩ.

Può essere necessario, in determinati casi, di non avere corrente sul carico R, in assenza di segnale all'entrata. Per ottenere ciò si può far ricorso ad una delle entrate per applicarvi una tensione continua di polarizzazione, regolata sia in grandezza che di segno, in modo da ridurre al minimo la corrente circolante in R, in assenza di segnale sull'entrata.

Ivo Andreini

Le applicazioni dei circuiti integrati si stanno ampliando.
La Motorola Semiconductor Products Inc., una consociata della Motorola Inc., si sta affrettando per mettere sul mercato un circuito integrato monoblocco da usarsi come amplificatore audio ad alta fedeltà. La Motorola aveva previsto di presentare il suo amplificatore a circuito integrato da un watt al Congresso — Mostra Occidentale dell'Elettronica del 1965 — ma la presentazione dell'amplificatore monoblocco ad alta fedeltà, da cinque watt, della Westinghouse Electric Corp., avvenuta al Convegno del Nordest per la Ricerca e la Progettazione Elettronica ai primi di questo mese a Boston, sembra che abbia costretto la Motorola ad accelerare il lancio del suo circuito.
La General Instrument Corp., che sta ancora difendendo la causa dei circuiti integrati ad elementi multipli, annuncerà la prossima settimana il lancio di una nuova serie di circuiti integrati stabilizzatori di tensione. I circuiti integrati ad elementi multipli permettono la diretta erogazione di tensioni stabilizzate in ciascun punto di utilizzazione, invece di ricorrere ad un'unica alimentazione centrale di potenza. Ciascun circuito contiene tre transistori, un diodo Zener, un diodo per la compensazione della temperatura e da cinque a nove resistenze.

I TERMISTORI

Nelle moderne applicazioni elettroniche, si riscontra con frequenza sempre maggiore l'uso dei termistori, per ottenere particolari effetti di controllo in funzione della temperatura. In queste note viene spiegata la teoria di funzionamento dei termistori, e vengono citate — per sommi capi — le numerose possibilità di impiego.

I termistori sono « resistenze termiche », vale a dire resistenze caratterizzate da un elevato coefficiente negativo di temperatura. La loro caratteristica peculiare è esattamente l'opposto dell'effetto che le variazioni di temperatura esercitano sui metalli. I termistori sono semiconduttori a base di materiali ceramici, che vengono fabbricati mediante un processo di sinterizzazione di miscele di ossidi di metalli, come — ad esempio — il manganese, il cobalto, il nichelio, il rame e l'uranio.

Il termistore può essere considerato uno dei componenti più semplici, e nel medesimo tempo più versatili, che siano stati messi a disposizione dei tecnici progettisti elettronici. Le sue caratteristiche, realmente uniche, consentono la soluzione immediata di numerosi problemi relativi alla rivelazione, alla misura, ed al controllo di fenomeni elettrici che — diversamente — implicherebbero il ricorso ad apparecchiature assai elaborate, ed a circuiti molto complessi.

Come si usano

In pratica, i termistori funzionano sia con « auto-riscaldamento » che con « riscaldamento esterno ». Quando il riscaldamento viene applicato dall'esterno, essi convertono le variazioni della temperatura ambiente o delle temperature di contatto direttamente in variazioni corrispondenti di tensione o di corrente.

Essi si rivelano insolitamente adatti per eseguire misure di temperatura, controlli di temperatura e compensazioni di temperatura, e ciò in quanto la loro notevole variazione di resistenza in funzione della temperatura può essere sfruttata per le suddette applicazioni. In tal modo, si ottiene un grado di risoluzione o di guadagno, che non può essere ottenuto con altri tipi di trasduttori.

Il loro impiego è ampiamente diffuso per tali applicazioni nella gamma di temperature compresa tra —100 °C ed oltre +300 °C.

I tipi funzionanti ad auto-riscaldamento si basano — per il loro funzionamento — sull'effetto termico della corrente che scorre attraverso i termistori, e che eleva e controlla la loro temperatura, facendo in tal modo variare la loro resistenza.

In normali condizioni di funzionamento, la temperatura può salire da 200° a

300° C., e la resistenza può diminuire fino ad assumere un valore pari a 0,001 volte quello che sussiste quando la corrente che passa è di debole intensità.

Questo sistema di impiego si rivela utile nei dispositivi funzionanti come regolatori di tensione, misuratori di flusso, e controlli automatici di volume e di livelli di potenza.

Adottando i circuiti appropriati ai singoli casi, è inoltre possibile ottenere qualsiasi ritardo di tempo nel responso da parte dei termistori ad auto-riscaldamento, il che li rende utili nelle applicazioni dei dispositivi di ritardo e di soppressione delle sovra-correnti.

Tipi di termistori

Dal punto di vista meccanico, i termistori sono componenti di struttura pressoché ideale. Possono essere di dimensioni assai ridotte (alcuni tipi a « goccia » possono avere un diametro più piccolo del punto che si trova all'estremità di questa frase), per cui le loro esigenze di ingombro possono essere considerate trascurabili nella maggior parte delle applicazioni. Essi sono peraltro estremamente robusti, presentano una notevole stabilità, e — nella pratica — dimostrano di possedere una sicurezza di funzionamento ed una durata comune a molti prodotti nella gamma dei semi-conduttori.

Tra i tipi più comuni figurano:

I tipi a goccia: vengono fabbricati mediante la formazione di piccoli ellissoidi di materiale termistore, su due sottili conduttori, stretti e tesi parallelamente, alla distanza di 0,25 millimetri tra loro.

Il materiale viene sinterizzato ad elevata temperatura, e i due conduttori restano strettamente annegati nella goccia, costituendo così un contatto elettrico perfetto internamente al termistore. Le gocce così costituite vengono normalmente rivestite di vetro, per ottenere un effetto di protezione.

Questo tipo di termistore viene usato in tutti i casi in cui è necessario disporre di una notevole flessibilità di dimensioni ridotte, di un responso rapido, di elevata precisione, di una buona stabilità, ed in cui è necessaria la possibilità di funzionamento fino ad una temperatura di 316° C.

Con termistori a goccia aventi dimensioni comprese tra 0,15 e 2,5 millimetri di diametro, è possibile ottenere valori resistivi compresi tra 100 Ω e 10 MΩ.

Sonde: quando gli elementi a goccia vengono sigillati nella punta di bacchette di vetro solido aventi un diametro massimo di 2,5 millimetri, ed una lunghezza compresa tra 6 millimetri e 50 millimetri circa, si hanno i termistori detti a « sonda ». Le loro dimensioni sono relativamente ridotte, presentano numerosi vantaggi analoghi a quelli dei tipi a goccia, e — in aggiunta — una maggiore facilità di montaggio, e la possibilità di impiego in mezzi liquidi.

Tipi a disco: questi tipi vengono fabbricati pressando il materiale termistore con una pressione di diverse tonnellate, in uno stampo di forma rotonda, allo scopo di conferire al materiale stesso la forma di una pastiglia, simile ad una piccola moneta. Questi elementi vengono sinterizzati e successivamente argentati sulle due superfici piane. I tipi normali hanno un diametro variabile da 2,5 a 25 millimetri, ed uno spessore che può essere compreso tra 5 e 12 millimetri circa.

In tal modo, è possibile ottenere valori resistivi compresi tra 0,2 Ω e 10.000 Ω. Aggiungeremo che gli elementi a disco vengono impiegati in tutti i casi in cui occorra disporre della possibilità di dissipazione di un ammontare di potenza medio, e quando non sussistono particolari esigenze agli effetti dello spazio e delle dimensioni di ingombro. Questi tipi di termistori possono essere usati fino ad una temperatura di 150° C. circa.

Tipi a ranella: questi tipi vengono fabbricati con un procedimento analogo a quello adottato per la produzione dei tipi a disco, ad eccezione del fatto che essi sono caratterizzati da un foro centrale, che

Fig. 1 - Esempi di struttura esterna di termistori: 1) tipo a goccia; 2) tipo a sonda in bacchetta di vetro; 3) tipo a disco; 4) tipo a ranella; 5) tipo a sonda sotto gas o sotto vuoto; 8) sonda di foggia speciale.

ne consente il montaggio su di un « prigioniero » o su di un bullone. In tal modo è possibile installare diversi elementi su di un unico « prigioniero », inserendo dei terminali tra un elemento e l'altro, e consentendone così il collegamento sia in serie che in parallelo, a seconda delle necessità.

I tipi a ranella più comuni hanno un diametro di circa 18 millimetri. Questi tipi vengono usati in tutti i casi in cui la dissipazione di potenza è una caratteristica di primaria importanza.

Tipi a bacchetta: vengono ricavati per estrusione da appositi stampi, in modo da ottenere elementi cilindrici di una certa lunghezza, aventi un diametro di 0,13, 2,8 o 4,5 millimetri circa, ed una lunghezza variabile da 6 a 50 millimetri. I terminali fanno capo alle estremità delle bacchette, ed i valori resistivi ottenibili sono compresi tra 500 Ω e 150.000 Ω. Il maggior vantaggio offerto dagli elementi di questa forma rispetto agli altri tipi consiste nella possibilità di produrre elementi ad elevata resistenza, con attitudine a dissipare una potenza limitata.

I termistori vengono prodotti in numerose versioni, che consentono al progettista meccanica che elettrica. I diversi tipi di cui alcuni esemplari sono illustrati alla **figura 1**, sono: a goccia (1), a sonda di vetro (2), i tipi a disco (3), i tipi a ranella (4), a bacchetta (5), i tipi speciali (6), i i tipi a sonda, sotto vuoto o sotto gas (7) e le sonde di tipo speciale (8).

CARATTERISTICHE DEI TERMISTORI

Le caratteristiche che conferiscono ai termistori una notevole importanza nel campo dell'elettronica e dei circuiti elettronici, sono tre:

Caratteristica di rapporto tra resistenza e temperatura

La resistenza di un termistore non è altro che una funzione della sua temperatura assoluta, indipendentemente dal fatto che la sorgente di calore sia interna, esterna, o entrambe. Di conseguenza, un termistore risponde alle variazioni della temperatura che lo caratterizza e che sussiste intorno ad esso, ed anche alle variazioni della temperatura interna provocate dal passaggio di una corrente elettrica attraverso la resistenza presentata dal materiale di cui è composto (autoriscaldamento).

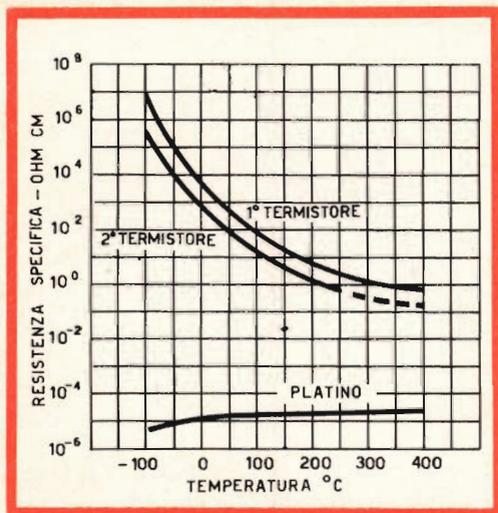



Fig. 2 - Confronto tra la variazione di resistenza in due termistori « F.E. », e la variazione di resistenza nel platino, in funzione delle medesime variazioni di temperatura.

Con ogni probabilità, la caratteristica più familiare ai termistori risiede nel fatto che — entro determinati limiti — la loro resistenza elettrica è quasi interamente in funzione della temperatura. Cosa ancora più importante, è che la suddetta relazione è talmente grande, che — entro una gamma compresa tra —100°C e +400°C — la loro resistenza può variare con un rapporto da 10.000.000 a 1.

Ne deriva una sensibilità estremamente elevata (molte volte maggiore di quella — ad esempio — delle termocoppie). Ciò rende il termistore un trasduttore particolarmente efficace per le misure di temperatura, per i dispositivi di controllo e di compensazione, in particolare quando la precisione e l'elevata risoluzione sono caratteristiche importanti.

Il coefficiente termico della resistenza di un termistore (che — a differenza di quella di altri numerosi materiali — è negativo) può essere espresso con la seguente formula:

$$\alpha = \frac{1}{R_O} \; \frac{\Delta R_O}{\Delta T} \; \Omega/\Omega/°C, \text{ ossia } \%/°C.$$

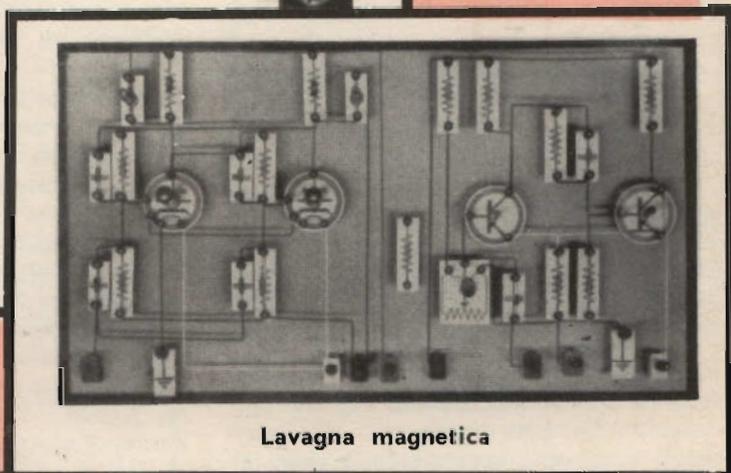
Il comportamento dei diversi tipi di termistori in rapporto alla relazione tra resistenza e temperatura viene normalmente specificato mediante un rapporto tra la resistenza che sussiste alla temperatura di 0 °C., a quella che sussiste alla temperatura di 50 °C.

L'aspetto peculiare della caratteristica di un termistore, in rapporto alle variazioni di resistenza in funzione della temperatura, consiste nell'alto coefficiente di variazione della resistenza. L'ammontare delle suddette variazioni è compreso tra il 3% ed il 5% per grado centigrado, rispetto allo 0,4% che si verifica col platino. Di conseguenza, il termistore costituisce un trasduttore di temperatura ideale, in quanto presenta una notevole sensibilità nei confronti di piccole variazioni di temperatura, e richiede inoltre minore amplificazione.

La **figura 2** è una curva che mette in evidenza la variazione di resistenza che si verifica in due termistori di produzione Fenwal Electronics col variare della temperatura, e — per comodità di confronto — rappresenta anche la variazione di resistenza corrispondente del platino.

Tra temperature comprese tra —10 °C e +400 °C., si ha una variazione di resistenza del termistore con un rapporto da 10.000.000 a 1, mentre la variazione che si verifica nel platino è compresa in un rapporto da 10 a 1, per la medesima variazione di temperatura.

Caratteristica tensione-corrente

Se si applica ad un termistore una tensione di ampiezza assai ridotta, scorre attraverso l'elemento una corrente di debole intensità che non è in grado di determinare nell'elemento stesso una quantità di calore sufficiente affinchè sia possibile misurarla dall'esterno. In tali circostanze, viene osservata la legge di Ohm, e la corrente che scorre risulta di intensità proporzionale all'ampiezza della tensione applicata. Tuttavia, se la tensione viene aumentata gradatamente, aumenta anche l'intensità della corrente che scorre, per cui — ad un certo punto — si produce internamente

all'elemento un aumento di temperatura che può essere percepito dall'esterno. Di conseguenza, la resistenza elettrica dell'elemento diminuisce, e si ha perciò il passaggio di una corrente di maggiore intensità rispetto a quella che si sarebbe avuta se la resistenza fosse rimasta costante.

La **figura 3** è una curva che illustra come la caduta di tensione che si verifica ai capi di un termistore in corrispondenza di una variazione di corrente, aumenti fino a raggiungere un valore di picco oltre il quale la caduta di tensione diminuisce con l'aumentare dell'intensità della corrente. In questo tratto della curva, il termistore presenta una caratteristica di resistenza negativa.

Di conseguenza, con qualsiasi condizione ambientale stabile, il valore della resistenza è eminentemente in funzione dell'ammontare di potenza che viene dissipata nell'elemento, purchè la potenza in gioco sia sufficiente ad elevare la sua temperatura notevolmente al di sopra della temperatura di ambiente. In tali condizioni di funzionamento, la temperatura può aumentare di 100° o 200 °C., e la resistenza può diminuire fino ad assumere un valore pari ai 1/1.000 di quello che sussiste quando la corrente che scorre è di debole intensità.

Questa caratteristica di auto-riscaldamento determina un campo di impiego dei termistori del tutto nuovo. In sostanza, quando l'elemento si trova nello stato di auto-riscaldamento, esso diventa sensibile (vale a dire che la sua resistenza varia) in funzione di qualsiasi variazione dell'intensità di dissipazione all'esterno del calore prodotto.

Per questi motivi, il termistore può essere usato per misurare la portata di flusso, la pressione ed il livello di liquidi, la composizione di gas, ecc. Se la rapidità della dissipazione di calore all'esterno è invece fissa, in tal caso il termistore assume una sensibilità nei confronti della potenza di ingresso, per cui può essere usato come dispositivo di controllo automatico di livelli di tensione o di potenza.

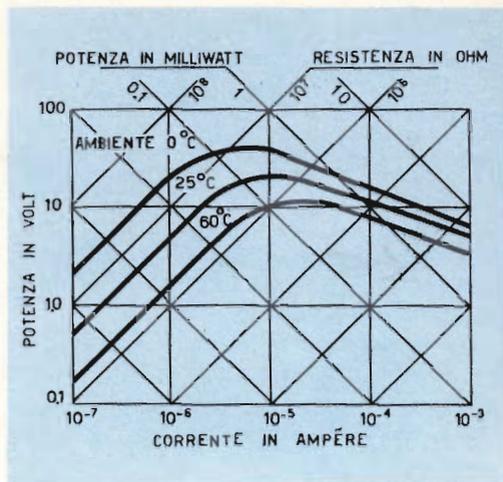



Fig. 3 - Grafico illustrante la variazione della caduta di tensione che si verifica ai capi di un termistore, col variare dell'intensità della corrente che lo percorre. Oltre un certo punto « critico », il termistore presenta una caratteristica di resistenza negativa.

Caratteristica corrente-tempo

Se si applica una tensione ad un termistore e ad una resistenza collegati in serie tra loro, si ha il passaggio di una corrente la cui intensità è determinata dalla resistenza totale presentata dal circuito. Se la tensione ha un valore sufficientemente elevato, internamente al termistore si sviluppa una certa temperatura che determina una diminuzione della sua resistenza, per cui aumenta l'intensità della corrente che scorre. A sua volta, ciò provoca un ulteriore riscaldamento del termistore, il che determina una ulteriore diminuzione del valore resistivo.

Questa sequenza continua a verificarsi finché il termistore raggiungge la massima temperatura corrispondente alla potenza in gioco nel circuito: a questo punto viene raggiunta una certa stabilità.

Dal momento che il termistore ha una determinata massa, esso impiega un certo tempo per raggiungere la sua massima temperatura: il suddetto tempo necessario è pertanto una funzione sia della massa del termistore, sia del valore della resistenza in serie e della tensione applicata.

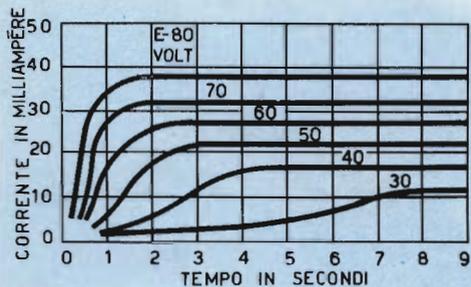



Fig. 4 - Grafico illustrante la relazione che intercorre tra il tempo necessario per il raggiungimento della massima intensità di corrente in un circuito costituito da un termistore e da una resistenza in serie tra loro, e la tensione applicata ai due componenti.

La **figura 4** è una curva che mette in evidenza il fatto che il tempo necessario affinché il circuito venga percorso dalla massima intensità di corrente per un determinato termistore, è funzione della tensione applicata. Mediante una scelta opportuna del termistore e dei componenti ad esso associati nel circuito, è possibile ottenere dei ritardi di tempo variabili da pochi millisecondi a diversi minuti.

APPLICAZIONI DEI TERMISTORI

Esistono numerosi tipi di circuiti nei quali i termistori vengono usati con notevole

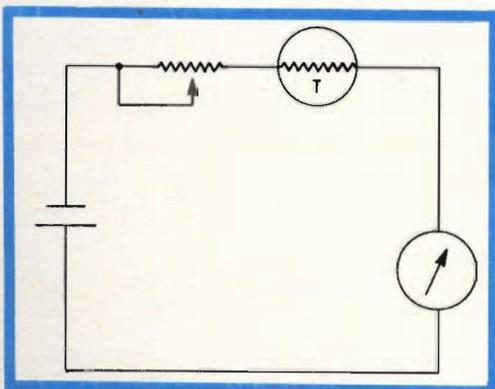



Fig. 5 - Esempio di circuito di impiego di un termistore (T) per la misura di temperature. Quando la temperatura varia, la variazione corrispondente della resistenza interna del termistore si traduce in una variazione dell'intensità della corrente indicata dallo strumento.

vantaggio. Il numero delle applicazioni in cui essi sono stati usati con successo è aumentato rapidamente in questi pochi anni, e gli impieghi futuri di questi componenti sono limitati esclusivamente dall'immaginazione, e dall'iniziativa dei progettisti in genere.

Citiamo qui alcune delle applicazioni più comuni.

Misura di temperature

Un semplice circuito (vedi alla **figura 5**), per la misura di temperature, consiste in una batteria, una resistenza, un termistore, ed un microamperometro. Col variare della temperatura, si ha una variazione di

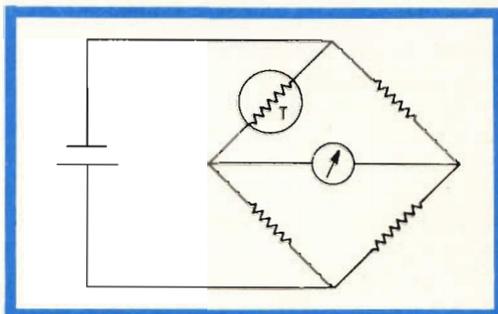



Fig. 6 - Esempio di circuito a ponte contenente un termistore, per la misura di temperature, in base all'alterazione dell'equilibrio.

corrente nel circuito, per cui la scala dello strumento può essere tarata direttamente in unità di misura termiche. La resistenza può essere regolata per compensare le variazioni dovute all'invecchiamento della batteria e ad altre variabili.

In questo circuito, il termistore può essere montato a notevole distanza dallo strumento, ed un comune conduttore di rame può essere usato per eseguire il collegamento elettrico.

Uno strumento di maggiore sensibilità per la misura di temperature è illustrato alla **figura 6.** In essa, un termistore costituisce un braccio di un circuito con zero centrale. Termometri di questo tipo sono stati realizzati con una portata di —16,5 °C., fondo scala.

Un circuito simile, del tipo illustrato in **figura 7,** ma provvisto di due termistori anziché di uno solo, può essere usato per eseguire misure differenziali esatte di temperatura. Questo circuito è stato munito di un rivelatore elettronico di azzeramento all'uscita del ponte, per cui è possibile misurare variazioni di temperatura dell'ordine di 0,0001 °C.

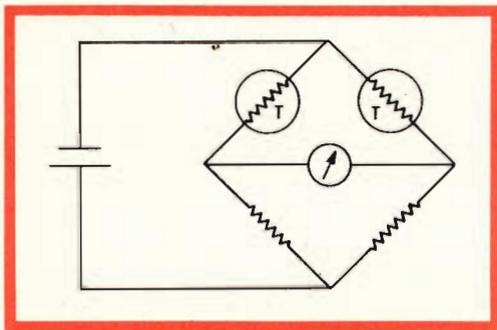



Fig. 7 - Circuito analogo a quello di figura 6, impiegante due termistori, per la misura esatta di temperature con il sistema « differenziale ».

Fig. 8-A - Grafico illustrante le relazioni che intercorrono tra la resistenza (espressa in ohm x 100), e la temperatura, (espressa in F°), in una bobina mobile di uno strumento, con e senza la compensazione termica mediante l'aggiunta di un termistore.

Compensazione termica

Esistono numerosi componenti che sono caratterizzati da un coefficiente termico positivo del valore di resistenza, come ad esempio la bobina mobile di uno strumento realizzzata in conduttore di rame (vedi **figure 8A e B**). In tal caso, è possibile usare un termistore per compensare le variazioni di resistenza che si verificano nella bobina, per cui la resistenza interna dello strumento risulta sostanzialmente costante entro un'ampia gamma di temperature.

Il termistore è munito di una resistenza collegata ad esso in parallelo, per cui il coefficiente negativo di temperatura risultante della resistenza è eguale al coefficiente positivo del rame. Dopo la suddetta compensazione, la variazione di resistenza col variare della temperatura risulta inferiore a ± 0,5%, entro la normale gamma di variazioni della temperatura ambiente.

I termistori sono stati usati anche come dispositivi di compensazione negli amplificatori a transistori e negli amplificatori magnetici, per determinare un guadagno costante entro un'ampia gamma di variazioni della temperatura ambiente. Numerosi tipi di complesse apparecchiature elettro-

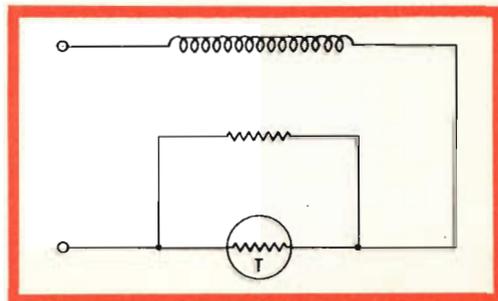



Fig. 8-B - Circuito relativo al grafico di cui alla figura 8-A; la bobina dello strumento (in alto) risulta in serie ad un termistore, in parallelo al quale è collegata una resistenza.

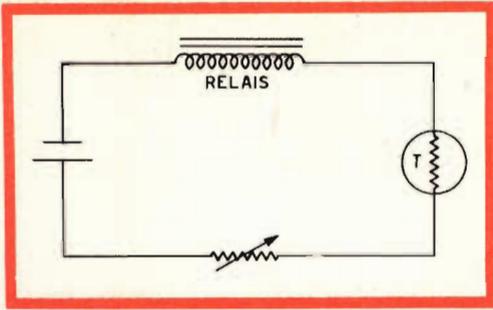



Fig. 9 - Circuito impiegan.ₑ un termistore per regolare (con l'aiuto di una ·esi·tenza variabile e di una sorgente di tensione continua) la temperatura che determina il funzionamento di un relé.

niche hanno potuto in tal modo essere compensati predisponendo dei termistori adatti in punti opportuni dei vari circuiti.

Controlli di temperatura

Un semplice dispositivo di controllo della temperatura può essere realizzato applicando un termistore (**figura 9**) in serie ad un relé, ad una batteria, e ad una resistenza variabile. Regolando quest'ultima, è possibile fare in modo che il relè entri in funzione in corrispondenza di qualsiasi temperatura del termistore.

Un dispositivo di controllo della temperatura avente maggiore sensibilità può essere realizzato col circuito di **figura 10,** predisponendo un termistore in un braccio di un circuito a ponte, una resistenza variabile in un altro braccio, ed un relé polarizzato ai capi dell'uscita. Applicando al ponte una corrente alternata, ed un amplificatore ad alto guadagno tra il ponte stesso ed il relé, questi dispositivi di controllo possono funzionare facilmente con un grado di precisione pari a 0,0001° F.

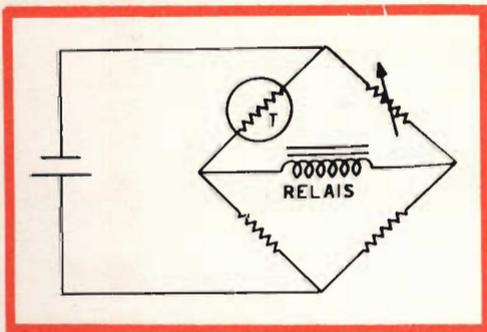



Fig. 10 - Esempio di circuito a ponte, contenente un termistore ed una resistenza variabile, atto a regolare con assoluta esattezza la temperatura di funzionamento di un relé polarizzato.

I dispositivi di controllo a termistore sono sensibili, stabili e di funzionamento rapido, ed implicano inoltre circuiti assai semplici.

In essi, né la polarità né la lunghezza dei collegamenti hanno importanza, ed inoltre — come per le termocoppie — non esistono riferimenti di temperatura, o necessità di compensazione.

A causa dei valori elevati della tensione di uscita prodotti da un ponte tipico a termistore (vedi fig. 6) oppure da un circuito standard per telemetria a termistore, non occorre alcun'altra applicazione. La tensione di uscita di un ponte standard a termistore, o di un circuito per telemetria alla temperatura di 25 °C., ammonta a 18 millivolt/°C., usando un termistore GB34P92 da 4.000 Ω; il che significa una tensione 450 volte maggiore di quella di una termocoppia a leghe di cromo e di alluminio, la cui uscita è di soli 0,040 millivolt/°C.

I termistori stanno per assumere notevole importanza come elementi sensibili ideali rispetto alla temperatura. Fino a poco tempo fa, tuttavia, risultava semplicemente impossibile produrre elementi che avessero caratteristiche identiche di rapporto tra resistenza e temperatura. Di conseguenza, non era possibile fabbricare e fornire tipi di termistori che presentassero caratteristiche di intercambiabilità, per cui era sempre necessario provvedere ad una taratura o ad una messa a punto degli altri componenti del circuito.

Misure di livello di liquidi

Collegando un termistore in serie ad un relé e ad una batteria, il relé entra in funzione se il termistore viene sospeso nell'aria, mentre si disattiva se esso viene immerso in un liquido (vedi **figura 11**).

Quando si trova esposto all'aria, il ter-

mistore di scalda, e la resistenza diminuisce, permettendo così il passaggio ad una corrente di intensità sufficiente a far funzionare il relé. Se invece l'elemento sensibile viene ad essere immerso in un liquido, si raffredda grazie alla maggiore conduttività termica da parte del liquido stesso rispetto a quella dell'aria: in tal caso, aumenta la resistenza del termistore tanto quanto basta per ridurre la corrente che scorre ad una intensità tale da disattivare il relé.

Un dispositivo di questo tipo può essere impiegato come indicatore di livello di sostanze liquide, o come sistema di controllo.

Dispositivi di ritardo

Collegando un termistore ad una resistenza variabile in serie ad una batteria e ad un relé, (vedi alla **figura 12**), è possibile ottenere una caratteristica di funzionamento del relè a ritardo variabile.

Quando l'interruttore è chiuso, l'intensità della corrente che scorre è limitata dall'elevata resistenza del termistore, il quale — successivamente — si riscalda per effetto della stessa corrente che lo percorre, per cui — dopo un certo tempo — permette il passaggio di una corrente avente una intensità sufficiente a far funzionare il relé.

Un eventuale aumento del valore della resistenza in serie determina un aumento del ritardo.

Comandi a distanza

Alcuni termistori del tipo a goccia vengono fabbricati completi di elementi riscaldanti, e vengono montati in un bulbo entro il quale è stato praticato il vuoto. Se si applica una certa energia elettrica all'elemento riscaldante, (in genere un filamento), la resistenza del termistore diminuisce. Un dispositivo di questo tipo, se viene applicato all'ingresso di una valvola amplificatrice **(figura 13)**, viene a costituire un controllo a distanza del guadagno avente un funzionamento efficace, dolce, e silenzioso, in quanto non si ha la presenza

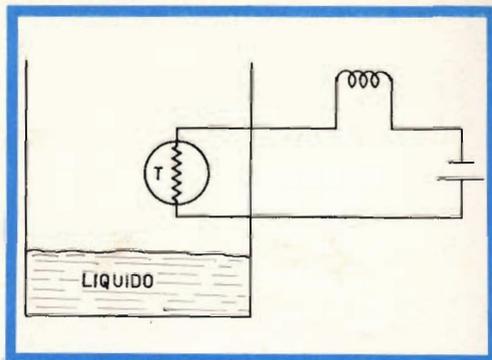



Fig. 11 - Con questo circuito, costituito da un termistore, da un relé, e da una batteria, è possibile stabilire se un liquido si trova o meno al livello del termistore. Tale dispositivo permette pertanto di controllare il livello di un liquido, grazie alla variazione di resistenza che si verifica nel termistore, quando questo viene ad essere sommerso.

di corpi mobili, o di contatti, nel circuito di griglia.

Questo principio tecnico determina inoltre un minimo pericolo di interferenze, ed il raggiungimento di una minima capacità di griglia.

Misure di potenza

Se si collega un termistore a goccia da 2.000 Ω in un circuito a ponte da 200 Ω con una resistenza variabile in serie al ponte **(figura 14)**, l'intensità della corrente può essere aumentata gradatamente, finché il termistore si scalda tanto quanto

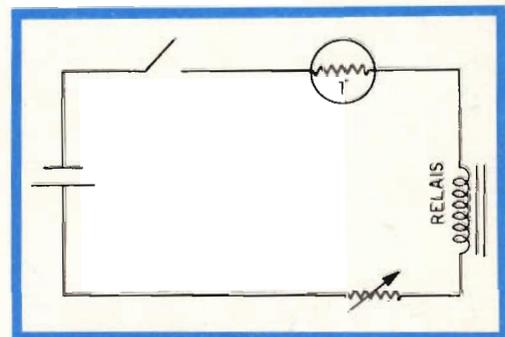



Fig. 12 - Circuito a termistore per ritardare il funzionamento di un relé. Il ritardo è dovuto al tempo che il termistore impiega per raggiungere la temperatura necessaria affinché la corrente risulti di intensità sufficiente ad eccitare l'avvolgimento del relé.

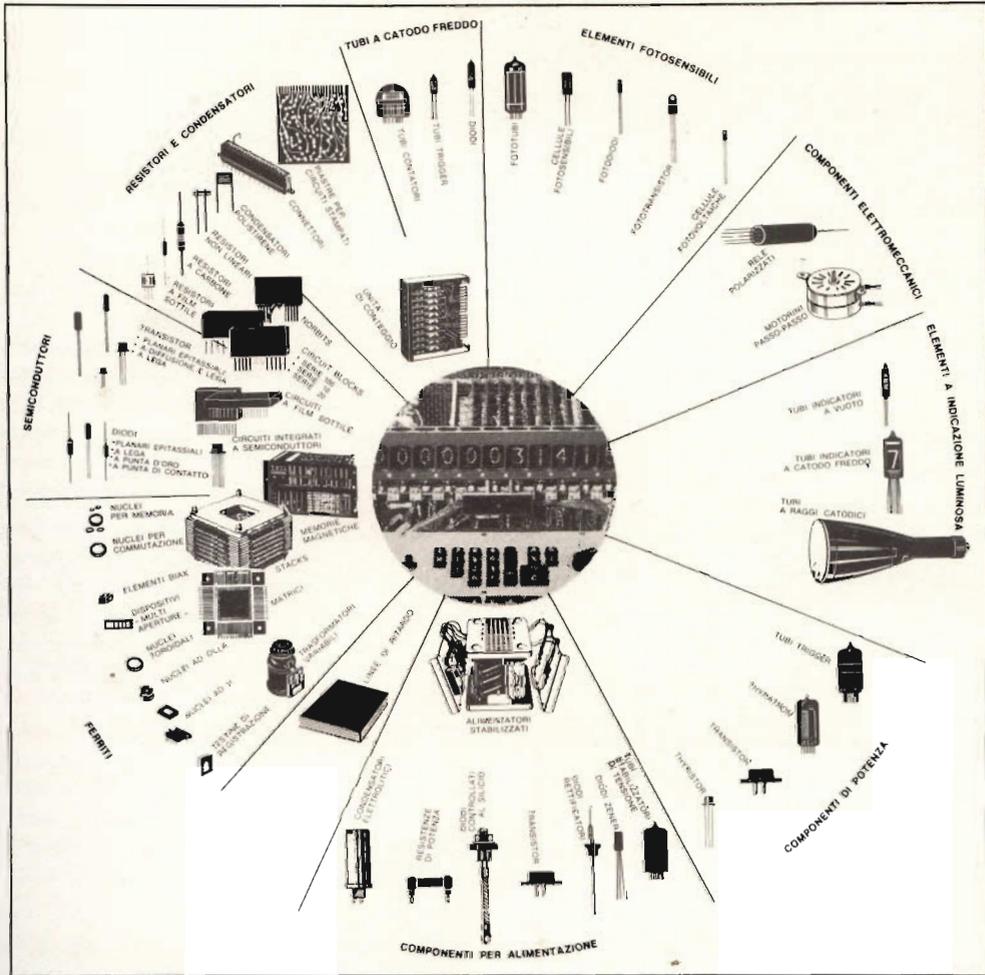
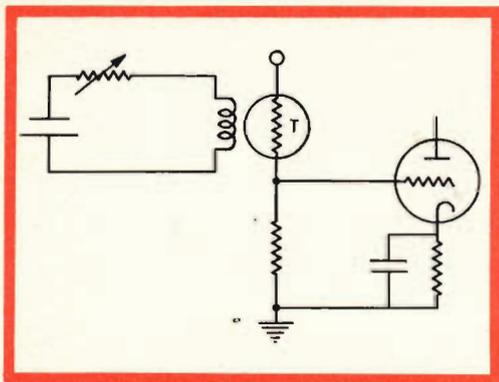



Fig. 13 - Circuito di comando a distanza del volume di un amplificatore, realizzato mediante l'impiego di un termistore. La temperatura di questo componente viene fatta variare ad opera di un filamento, comandato da un apposito circuito, esterno all'apparecchio.

basta affinché la sua resistenza diminuisce a 200 Ω, nel qual caso il ponte viene ad essere in condizioni di equilibrio.

L'intensità della corrente necessaria può essere misurata, ed è pertanto possibile calcolare la potenza in corrente continua dissipata nel termistore.

Se, tramite opportuni condensatori, si provvede ad applicare l'energia proveniente da una sorgente di tensione ad alta frequenza al termistore, esso subirà un ulteriore riscaldamento, che provocherà il passaggio del ponte allo stato di non equilibrio.

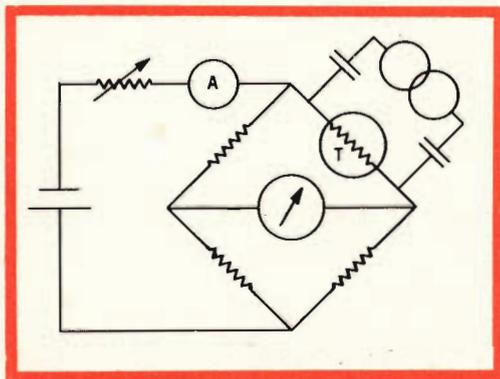



Fig. 14 - Circuito a ponte di uno strumento a termistore, atto a determinare — col metodo di confronto — l'ammontare di una potenza ad alta frequenza.

La potenza a corrente continua può quindi essere ridotta, finchè il ponte torna nello stato di equilibrio, ed è successivamente possibile calcolare la nuova potenza continua. La differenza tra i due valori di potenza in corrente continua costituisce la misura equivalente alla potenza in alta frequenza.

Controllo di tensioni

Un termistore avente una resistenza in serie « A » di valore adatto, può essere collegato in parallelo al carico di un circuito, nel modo illustrato alla **figura 15**, allo scopo di mantenere costante l'ampiezza della tensione applicata al carico.

Quando la resistenza del carico aumenta, la caduta di tensione presente ai capi della resistenza « B » tende a ridursi ed a fare aumentare la tensione applicata al carico. In tal caso, il termistore si scalda, diminuendo così la sua resistenza, per cui viene percorso da una corrente di maggiore intensità, la quale passa anche attraverso la resistenza « B ». Ciò fa in modo che la tensione presente ai capi del carico torni ad assumere il valore originale.

I dispositivi di controllo di questo tipo possono provvedere ad una regolazione della tensione fino a contenerne le variazioni eventuali entro l'1%, per una ampia gamma di resistenze del carico, e di valori della tensione di alimentazione.

Controllo di livelli di potenza

Un sistema automatico per il controllo del livello di potenza può essere realizzato negli amplificatori con numerosi sistemi, applicando al circuito dei termistori.

Il circuito semplificato di cui alla **figura 16** illustra uno dei suddetti sistemi. In esso, un termistore applicato nel circuito di controreazione si riscalda quando il livello della potenza aumenta. Di conseguenza, diminuisce il suo valore resistivo, il che permette lo sviluppo di una maggiore tensione di contro-reazione, che — come effetto secondario — fa diminuire il guadagno da parte dell'amplificatore.

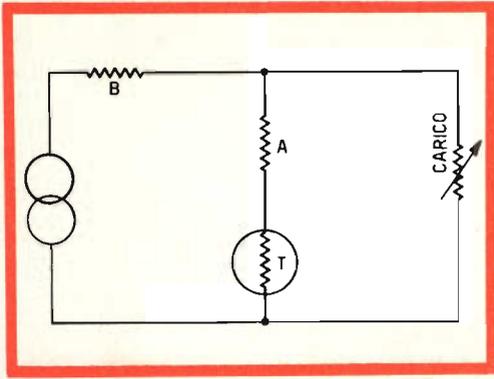



Fig. 15 - Circuito a termistore, adatto a mantenere costante la tensione applicata ad un carico. Quando questa tensione varia, varia anche la corrente — e quindi la temperatura — nel termistore. La variazione di resistenza che ne deriva provoca una variazione della corrente assorbita, la quale variazione mantiene costante la caduta di tensione presente ai capi della resistenza B.

Dei controlli di questo tipo sono stati adottati per stabilizzare il livello della potenza di uscita di amplificatori, entro 0,5 dB, nei confronti di variazioni del segnale di ingresso dell'ordine di 40 dB.

Strumenti a conduttività termica

Se due piccoli termistori del tipo a goccia vengono montati in un circuito a ponte (vedi **figura 17**), e scelti in modo tale che internamente ai termistori stessi

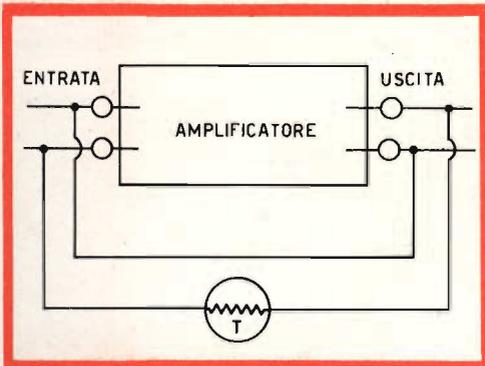



Fig. 16 - Circuito di un dispositivo a termistore, adatto a mantenere costante il livello di potenza di uscita fornito da un amplificatore. Le variazioni di livello di potenza si traducono in variazioni di resistenza nel termistore, il quale agisce in modo da correggere il rapporto di contro-reazione nell'apposito circuito.

scorra una corrente di intensità tale da elevarne la temperatura fino a circa 150 °C., essi possono essere usati in numerosi tipi di strumenti per eseguire la misura di diversi fenomeni di carattere fisico.

Ad esempio, se i due termistori vengono inseriti in piccole cavità in un blocco di ottone, in modo tale che il gas presente in una delle cavità possa essere cambiato, il dispositivo diventa un analizzatore di gas.

Se in entrambe le cavità si introduce dell'aria, e se si provvede quindi ad equilibrare il ponte agendo sul potenziometro di controllo « A », e — successivamente — si sostituisce l'aria presente in una delle cavità con anidride carbonica, l'equilibrio del ponte viene compromesso, in quanto l'anidride carbonica è ca-

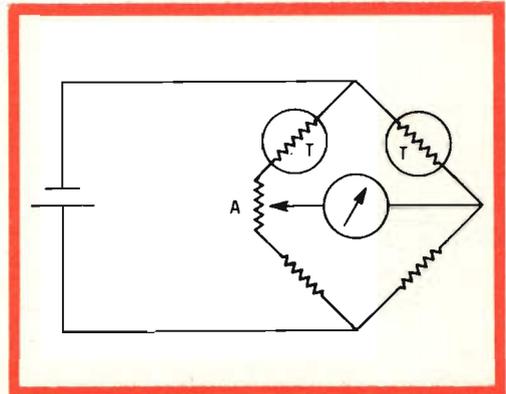



Fig. 17 - Circuito a ponte, contenente due termistori, adatto all'esecuzione di misure analitiche. Esso consente — ad esempio — di analizzare due sostanze diverse, confrontandone la conduttività termica.

ratterizzata da una conduttività termica inferiore a quella dell'aria, per cui il termistore assume una temperatura maggiore, con la conseguenza di una diminuzione del suo valore resistivo.

I flussometri di alta precisione, gli anemometri, ed i vacuometri, impiegano principi tecnici di questo tipo: in questi strumenti, si ricorre ad un termistore per rivelare delle variazioni termiche provocate dalla presenza o dal passaggio di un liquido o di un gas.

Altimetri

Un altimetro particolarmente sensibile è stato realizzato collocando un termistore sulla superficie di un liquido (vedi **figura 18**), in un contenitore aperto, ed applicando al liquido stesso una certa quantità di calore fino ad ottenerne l'ebollizione.

La resistenza del termistore può essere misurata con qualsiasi mezzo conveniente, e la sua resistenza viene determinata dal punto di ebollizione del liquido, la quale — a sua volta — dipende dalla pressione alla quale il liquido stesso è sottoposto. Come è noto, tale pressione è funzione diretta dell'altitudine.

Un dispositivo di questo tipo viene definito col nome di ipsometro, ed è stato realizzato in modo da consentire la misura di livelli di altitudine rispetto al livello del mare fino ad oltre 38.000 metri, con una precisione migliore dell'1% della pressione misurata.

Termistori « Iso-curva »

La Fenwal Electronics ha recentemente introdotto in commercio una serie di nuovi tipi di termistori denominati « Iso-curva », che risultano adattati con precisione (a richiesta con una tolleranza pari a ± 0,2° F.) ad una curva standardizzata della relazione tra resistenza e temperatura.

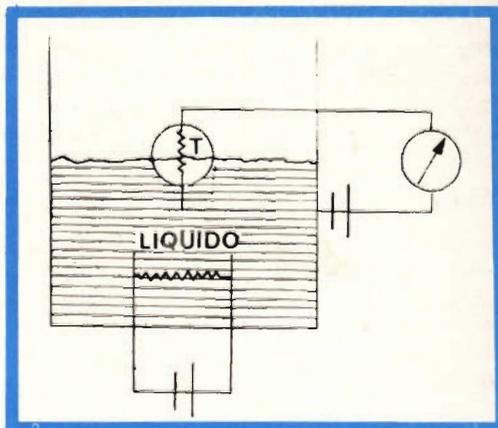
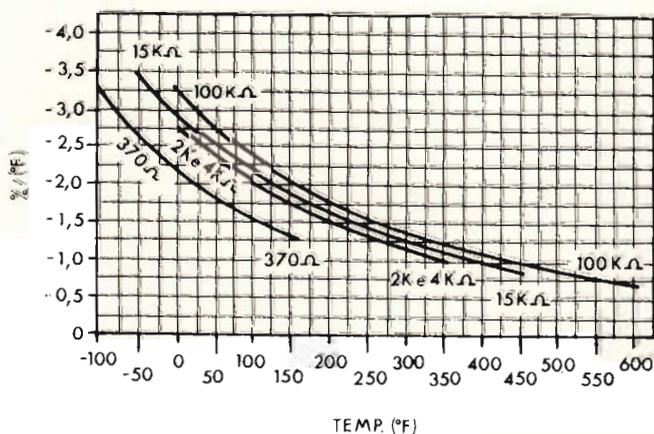



Fig. 18 - Circuito di principio di un altimetro a termistore. L'altitudine viene misurata in funzione della temperatura necessaria per portare alla temperatura di ebollizione il liquido nel quale il termistore è immerso.

tura. Attualmente, è disponibile un'intera serie di modelli che si adattano a cinque curve standard, i quali sono in uso in centinaia di applicazioni industriali ed aero-spaziali.

Le cinque curve standard di cui sopra, che si estendono — per quanto riguarda la resistenza — da 370 Ω a 100.000 Ω, rispetto alla temperatura standard di riferimento di 77° F (pari a 25° C.) sono illustrate alla **figura 19**, e ricoprono una gamma di temperature compresa tra —100° F. e

Fig. 19 - Sensibilità di un termistore del tipo « Iso-Curva », espressa in percentuale di variazione di resistenza, in funzione della temperatura. Le curve sono riferite a termistori aventi una resistenza compresa tra 370 e 100.000 Ω.

+600° F. (ossia tra —73° C. e +315° C.) con incrementi utili. Tali valori consentono più del 95% di tutte le normali applicazioni nel campo delle misure di temperatura.

Scelta del valore di resistenza

La scelta del valore adatto di resistenza viene basata solitamente sulle seguenti considerazioni: gamma di variazione di temperatura, valori di resistenza corrispondenti alle temperature estreme della gamma, e sensibilità.

In genere, gli elementi aventi una minore resistenza si prestano maggiormente per la misura di basse temperature, mentre i tipi aventi una resistenza più elevata sono più adatti per il funzionamento con temperature più alte.

La massima resistenza in corrispondenza di una temperatura bassa non deve essere di valore troppo alto, se si desidera soddisfare le esigenze di circuiti associati al dispositivo termo-sensibile, come ad esempio amplificatori, strumenti di misura, ecc. Un valore assai elevato di resistenza con una bassa temperatura può essere causa di interferenze con segnali spurii. Se si riscontra la necessità di disporre di una resistenza di valore elevato, può risultare opportuno l'impiego di linee di collegamento schermate, di un filtro, o di alimentazione a corrente continua.

D'altra parte, la resistenza minima corrispondente ad una temperatura elevata non deve essere eccessivamente bassa, in quanto da ciò può derivare un errore nella misura, provocato dalla cosiddetta « resistenza di contatto », dalla resistenza intrinseca del collegamento, e dalle variazioni di resistenza della linea stessa, dovute a variazioni della temperatura ambiente.

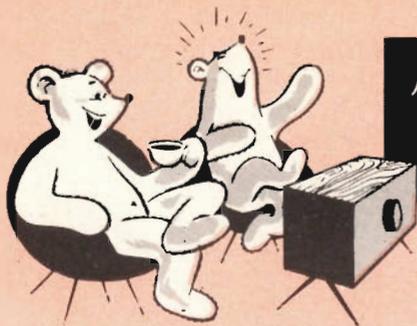
La sensibilità (ossia la percentuale di variazione della resistenza per ogni variazione di temperatura di 1° F.) non deve essere tale da saturare o da sovraccaricare i circuiti associati, con bassi valori di temperatura. Inoltre, con valori elevati di temperatura, la variazione di resistenza deve essere adeguata in modo da determinare il grado appropriato di risoluzione o di controllo. Ad esempio, il termistore « Iso-curva » da 100.000 Ω a 0° F., avrà una variazione di resistenza pari a 3,25%/°F, e dello 0,7% a 600° F.

I termistori « Iso-curva » consentono tutti i vantaggi funzionali dei termistori normali, o ancora in sonda metallica.

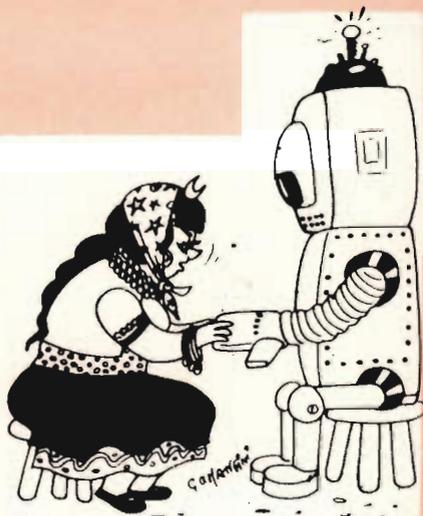
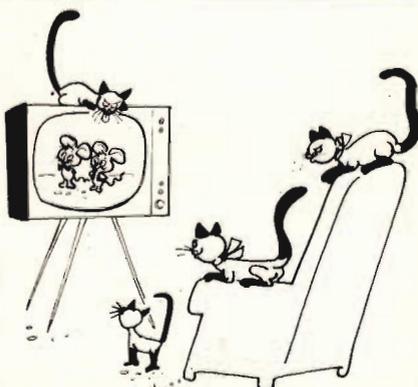
In questa prima parte, abbiamo esaminato da un punto di vista teorico la moderna tecnica di impiego dei termistori.

Nella seconda parte — invece — esamineremo da un punto di vista eminentemente pratico la soluzione di alcuni problemi tipici, inerenti all'impiego di questi preziosi componenti.

L. BIANCOLI

L'industria europea vuole la sua NASA.
In francese Jean Delormé, presidente della Eurospace, organizzazione comprendente 120 industrie europee, ha proposto la creazione di una « NASA » per l'Europa. Egli ha chiesto di elevare a un miliardo di dollari (seicentoventi miliardi di lire), contro gli attuali 170 milioni di dollari, le spese spaziali in Europa. Il bilancio spaziale dell'anno in corso negli Stati Uniti è di 5 miliardi di dollari.
Delormé afferma che un organismo simile alla National Aeronautis and Space Administration (NASA) americana dovrebbe coordinare i progetti spaziali in Europa ed evitare i doppioni. Le sue proposte hanno avuto vasta eco nella riunione dei delegati dell'Eurospace tenutasi recentemente a Filadelfia.
L'assemblea ha lanciato inoltre il progetto di un sistema mondiale di telecomunicazioni formato da una dozzina di satelliti di media quota che completerebbero il sistema della Communications Satellite Corp. americana.

« Addio alla briscola oggi, amici: mia moglie mi sta teleguidando . . . ».

« . . . E in questo, che considero il momento più importante della mia vita, amore mio, ti chiedo formalmente . . . ».

« T'avevo promesso di non leggere più a tavola, e ho mantenuto: adesso cosa vuoi ancora?! . . . ».

« . . . Avrà un'esistenza completamente priva di emozioni . . . ».

SENZA PAROLE

LA RIVELAZIONE

Si descrivono in questo articolo i vari metodi usati per ottenere la rivelazione sia per mezzo di tubi a vuoto, cioè rivelazione di griglia e di placca, sia per mezzo di semiconduttori, cioè rivelazione di base e di collettore. Si descrive inoltre il metodo per ottenere la rivelazione MF e il funzionamento del discriminatore di Foster-Seeley.

La rivelazione consiste nel separare il segnale modulatore dal segnale modulato; si applica, per esempio, nei ricevitori radio per convertire il segnale di alta frequenza modulato in un segnale di bassa frequenza che verrà poi amplificato e applicato all'altoparlante. Per ottenere la rivelazione vi sono diversi metodi, come vedremo in seguito.

Rivelazione a diodo

La rivelazione a diodo si basa sulla proprietà del diodo di condurre in un solo senso.

In fig. 1 viene illustrato lo schema di principio; l'anodo del diodo è collegato a una estremità della bobina L_2, mentre il catodo è collegato a una resistenza R, montata in parallelo a un condensatore C. A partire dalla presa prevista nel punto X, il segnale rivelato viene applicato, per mezzo di un condensatore di accoppiamento C_k, a un amplificatore di bassa frequenza.

Illustreremo ora il procedimento per ottenere sul punto X una tensione di bassa frequenza. Supponiamo che la tensione RF modulata sia applicata all'avvolgimento primario del trasformatore; per effetto della trasformazione, questa verrà trasmessa all'avvolgimento secondario L_2. Questo segnale RF assume la forma illustrata in fig. 2, si constaterà che l'ampiezza del segnale RF non è costante, ma aumenta o diminuisce (tratto discontinuo) rispetto al

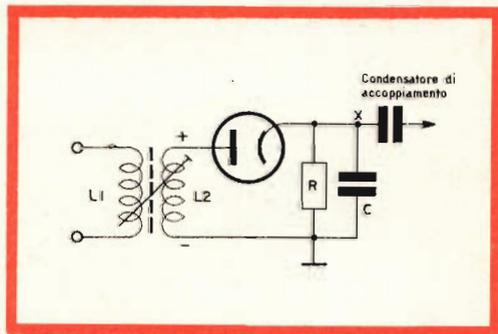



Fig. 1 - Schema di principio di un circuito di rivelazione a diodo.

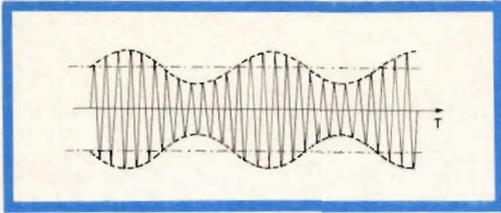



Fig. 2 - Esempio di segnale RF modulato.

valore medio (asse) tanto nella parte superiore che nella inferiore all'asse dei tempi.

Per semplicità supponiamo di ottenere ai capi dell'avvolgimento secondario un segnale RF normale di ampiezza costante, cioè non modulato. Nell'istante in cui il segnale è positivo, l'anodo è positivo di modo che circola una corrente nel circuito formato da L_2 — anodo — catodo — condensatore C — L_2 (per il segnale RF, l'impedenza di C è minore di R). Come è noto, un condensatore attraversato da una corrente si carica, durante un intervallo di tempo t_1 — t_2, come mostra la fig. 3. Nell'istante t_2, la tensione anodica raggiunge il suo valore di cresta e comincia a diminuire. Questa resta positiva per un intervallo di tempo t_2 — t_3, il diodo non sarà più conduttore, perchè il condensatore C viene caricato con una tensione uguale alla stessa tensione di cresta.

Passaggio dall'istante t_2 all'istante t_5.

Come si è visto, il condensatore C possiede una certa carica, per la presenza della resistenza R, il condensatore si scarica su quest'ultima con una costante di tempo Z = RC (tratto pieno della fig. 3a).

La scarica continua fino al punto **a**, o fino a quando la tensione RF è tornata di nuovo abbastanza positiva, vale a dire così positiva come la tensione esistente in quell'istante ai capi del condensatore. Quindi il diodo conduce di nuovo e il condensatore si ricarica, poi si scarica sulla resistenza R. Si constata allora che questa linea di scarica sarà praticamente orizzontale se la costante di tempo RC è sufficientemente grande.

In questo caso, circolerà una corrente continua. Ritornando al segnale RF modulato si constaterà lo stesso fenomeno; la tensione RF è positiva, perciò il condensatore si carica per scaricarsi poi sulla resistenza R fino a quando l'ampiezza del segnale RF sarà di nuovo sufficientemente positiva per ricaricare il condensatore. Si deve notare che il caso illustrato in fig. 2 è esatto solo in teoria cioè nel caso in cui il condensatore sia calcolato in modo da permettere la carica completa.

La fig. 3b mostra lo stesso fenomeno come avviene in pratica:

Tratto 1: la scarica si effettua troppo velocemente a causa della costante di tempo RC troppo piccola.

Tratto 2: la scarica si effettua troppo lentamente (RC troppo grande). Come mostra la fig. 3b (tratto continuo) la costante di tempo dovrà essere scelta in modo da ottenere « l'inviluppo » del segnale RF.

Concludendo: per la rivelazione a diodo, la costante di tempo RC deve essere scelta in modo che la frequenza di modulazione

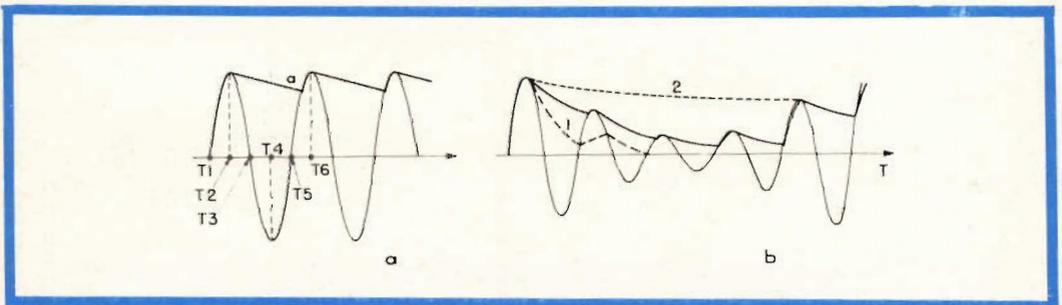



Fig. 3 - a) Scarica di un condensatore su una resistenza in caso teorico; b) Scarica di un condensatore su una resistenza in pratica.

sia maggiore di RC, che a sua volta deve essere maggiore della frequenza modulata; praticamente si deve avere:
frequenza di modulazione > RC > frequenza modulata.

Il condensatore C si deve scaricare così rapidamente da poter seguire le diminuzioni dell'onda, come mostra la fig. 3b.

In questo caso, l'insieme del condensatore e della resistenza funzionano come un filtro per le frequenze elevate allorché la tensione del condensatore si può considerare come una tensione di polarizzazione.

Rivelazione di griglia

La rivelazione di griglia si effettua per mezzo di un circuito RC inserito nel circuito di griglia.

Questo circuito è rappresentato in fig. 4; in questo caso si può considerare l'assieme del catodo e della griglia come un diodo, a causa dell'effetto rivelatore degli elementi RC, si forma sulla griglia una tensione di bassa frequenza che varia secondo la modulazione del segnale RF. La variazione del potenziale di griglia, che può essere positiva o negativa, provoca sull'anodo un segnale di bassa frequenza che viene mandato, attraverso un condensatore di accoppiamento a uno stadio amplificatore di bassa frequenza. In questo modo la griglia viene pilotata dal segnale stesso da rivelare.

La variazione della tensione di griglia si effettua attorno a una intensità media determinata dalla corrente continua, secondo l'ampiezza del segnale da rivelare.

Rivelazione di placca

La rivelazione di placca è basata sullo stesso principio della rivelazione di griglia; questo metodo di rivelazione è stato praticamente sostituito da quello a diodo. Per questa ragione non svilupperemo dettagliatamente questo principio.

Rivelazione con transistore

Nei circuiti di rivelazione a transistori, si useranno soprattutto i metodi chiamati « rivelazione di base » e « rivelazione di collettore » che corrispondono rispettivamente alla rivelazione di griglia e a quella di placca. Per ottenere ciò, si utilizza un circuito RC, inserito sul conduttore di base o sul conduttore di collettore a seconda del metodo di rivelazione che si vuole avere. La fig. 5 mostra il principio della rivelazione di base e la fig. 6 quello della rivelazione di collettore.

Il funzionamento è identico a quello nel caso d'impiego di tubi elettronici. Il transistore viene fatto funzionare in classe B. A causa dell'effetto rivelatore del circuito RC, la base del transistore raffigurato nella fig. 5 diventa più o meno negativa e la corrente di base aumenta o diminuisce di modo che la corrente di collettore viene influenzata e si produce un segnale di bassa frequenza.

Le stesse considerazioni valgono anche per il circuito di fig. 6.

Fig. 4 - Schema di principio di un circuito di rivelazione di griglia.

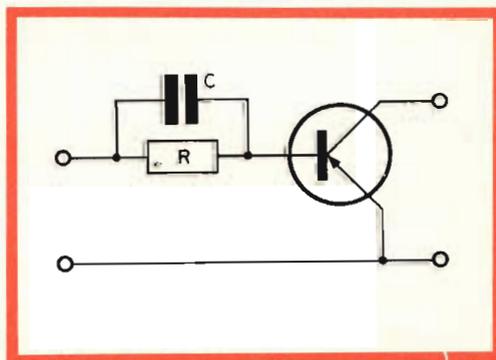



Fig. 5 - Schema di principio della rivelazione di base.

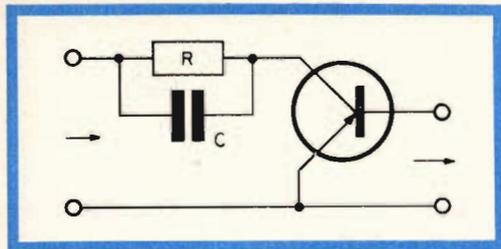



Fig. 6 - Schema di principio della rivelazione di collettore.

Rivelazione MF

Come, nella modulazione di frequenza, si agisce sulla frequenza dell'onda portante e non sull'ampiezza, è evidente che non si può realizzare la rivelazione con l'aiuto di un circuito RC, come avveniva nel caso della modulazione d'ampiezza. Per ottenere la rivelazione MF si sono dovuti così cercare altri metodi, uno dei quali verrà ora illustrato.

Rivelazione laterale

In questo caso, ci si serve di un circuito accordato. Il segnale da rivelare viene regolato sulla parte centrale del fianco della curva di risonanza del circuito.

Quando la frequenza aumenta o diminuisce, anche la tensione alle prese del circuito aumenta o diminuisce. Queste variazioni di tensione vengono applicate a un amplificatore di bassa frequenza e quindi a un altoparlante.

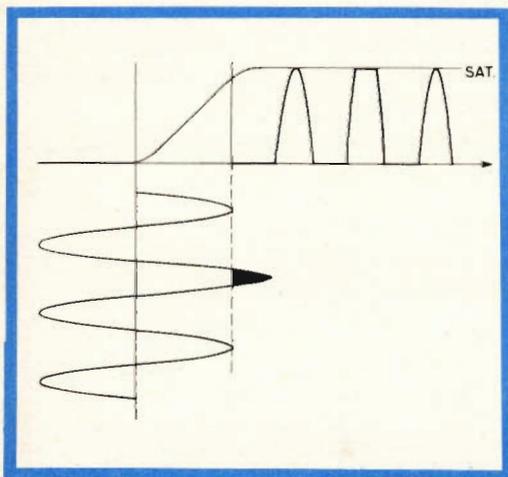



Fig. 7 - Forma d'onda di un segnale soggetto a limitazione.

Un altro tipo di rivelatore utilizzato in MF; è il discriminatore (discriminatore di Foster-Seeley).

Prima di spiegarne il funzionamento, dobbiamo considerare un altro circuito chiamato limitatore; il funzionamento di questo circuito è tale da ottenere un segnale MF di ampiezza costante, in modo da sopprimere tutte le tracce di una eventuale modulazione d'ampiezza.

Un limitatore consiste semplicemente in un tubo funzionante per esempio in classe B. Quando il segnale è positivo, il tubo è conduttore, mentre quando è negativo esso non conduce più, cioè è bloccato.

Però se l'ampiezza positiva del segnale applicato supera il suo valore normale, quando comparirà sulla placca del tubo verrà eliminata e diventerà uguale alle altre ampiezze. La parte eliminata (fig. 7) è per così dire, « tagliata » dal tubo, che è saturato.

Si è così effettivamente ottenuta una limitazione del segnale. Il segnale applicato al discriminatore di Foster-Seeley è dato da questo circuito; il discriminatore converte il segnale MF in uno di bassa frequenza che è applicato, attraverso ad un amplificatore, a un altoparlante. La fig. 8 illustra lo schema di principio di un discriminatore di Foster-Seeley. Lo schema comprende anche una parte (anodo) del circuito limitatore. Su questo conduttore, si inserisce un circuito L_1 — C_1, accordato sulla frequenza centrale non modulata f_o.

L_1 e L_2 costituiscono un trasformatore accordato. Il principio del discriminatore di Foster-Seeley è basato sullo sfasamento del segnale sull'avvolgimento secondario di questo trasformatore.

La figura rappresenta inoltre il secondo circuito accordato L_2 — C_2 al quale sono collegate le placche dei due diodi. I catodi sono collegati a un circuito RC. Come è noto in una induttanza, è unicamente la corrente continua che viene trasmessa.

Spieghiamo ora il funzionamento del discriminatore.

Supponiamo di avere un segnale non

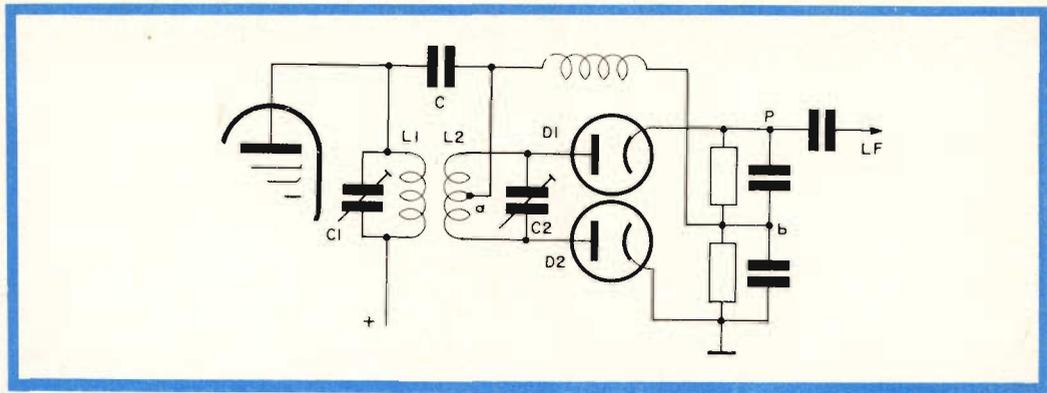



Fig. 8 - Schema di principio di un discriminatore di Foster-Seeley.

modulato, come abbiamo già visto, il carico del limitatore è costituito dall'avvolgimento primario del trasformatore regolato per l'accoppiamento critico.

Supponiamo che si formi alle prese di L_1 una tensione E_{prim} che provochi una corrente I_{prim} sfasata di 90°. Questa corrente crea, in L_2, un campo magnetico Ø che è in fase con I_{prim}; queste grandezze possono venire portate su un diagramma vettoriale (fig. 9). Per effetto del flusso che si produce in L_2, si genera una tensione E_{sck} che è proporzionale al valore della variazione del flusso per l'unità di tempo.

Questa tensione è sfasata di 90° rispetto al flusso come viene rappresentato nel diagramma vettoriale. Il circuito L_2 — C_2 è accordato sulla frequenza centrale (non modulata) f_o.

Quindi la tensione e la corrente sono in fase. La corrente che attraversa L_2 provoca una differenza di potenziale fra il centro della bobina e l'estremità superiore come fra il centro e l'estremità inferiore.

Queste due differenze di potenziale sono sfasate di 90° rispetto alla corrente e di 180° l'uno rispetto all'altra. Si ottengono così i valori E_1 ed E_2 rappresentati come vettori nel diagramma.

Applicando queste due tensioni ai punti a — b, si produce nei due diodi una tensione uguale alla somma vettoriale di E_{prim} e di E_1 ed una uguale a E_{prim} e E_2, in modo che si ottengono i vettori E_{d1} — E_{d2}. Queste tensioni sono dello stesso valore, le tensioni rivelate alle prese del circuito RC sono anch'esse uguali.

La differenza di potenziale fra la terra e il punto P è dunque nullo e non si ottiene nessun segnale di bassa frequenza.

Come si agisce quando il segnale RF è modulato in modo che la frequenza modulata superi la frequenza centrale?

La corrente che attraversa l'avvolgimento secondario non è più in fase con la tensione E_{sec}. Il circuito è accordato sulla frequenza centrale e noi applicheremo una tensione di frequenza maggiore alla frequenza centrale. Di conseguenza il circuito L_2 — C_2 si comporta come una bobina. Ne risulta che I_{sec} è sfasata di un angolo α

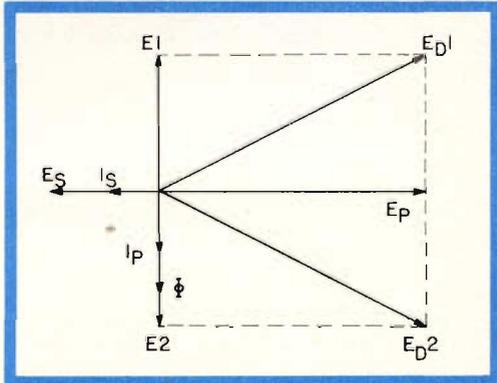



Fig. 9 - Rappresentazione vettoriale delle tensioni e delle correnti presenti nel discriminatore con I_S in fase con E_S.

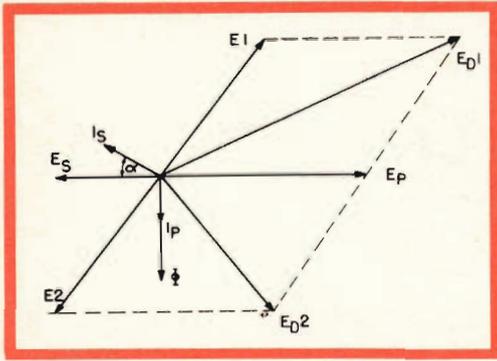



Fig. 10 - Rappresentazione vettoriale delle tensioni e delle correnti presenti nel discriminatore con I_S sfasata di un angolo α in anticipo rispetto a E_S.

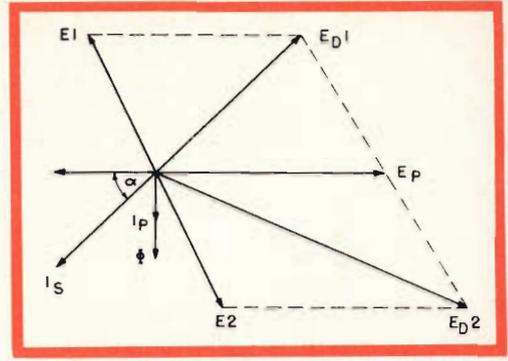



Fig. 11 - Rappresentazione vettoriale delle tensioni e delle correnti presenti nel discriminatore con I_S sfasata di un angolo α in ritardo rispetto a E_S.

rispetto a E_{sec}. La corrente I_{sec} provoca di nuovo una differenza di potenziale alle prese di L_2. Queste differenze di potenziale devono essere perpendicolari a I_{sec}; cioè sono sfasate di 90° rispetto a I_{sec}; si avrà allora il diagramma vettoriale illustrato in fig. 10.

Se al contrario la tensione applicata presenta una frequenza inferiore alla frequenza centrale, il diagramma vettoriale sarà quello illustrato in fig. 11. Si è così dimostrato che l'ampiezza delle tensioni esistenti sui diodi varia convertendo così un segnale FM in un segnale di bassa frequenza.

Rivelatore semplificato

In questo circuito i diodi sono montati in senso opposto, per il resto, questo discriminatore è identico a quello di Foster-Seeley.

Si deve ancora osservare che il rivelatore semplificato ha un effetto limitatore, l'impiego di un alimentatore è superfluo.

Un'altra differenza sta nel fatto che, nel caso di un rivelatore semplificato, il funzionamento si basa sulla somma di due tensioni per ottenere il segnale di bassa frequenza, mentre quello di Foster-Seeley sulla differenza.

F. T.

(Da "Digested Concern Literature")

Abbiamo avuto di recente occasione di ascoltare alla Fiera di New York, l'ultimo altoparlante prodotto dalla University di Oklahoma City per impiego esterno (discorsi al pubblico, raduni, ecc.). Siamo rimasti veramente colpiti dalla sua fedeltà di riproduzione anche a piena potenza. Il mod. DH, così si contraddistingue questo altoparlante, si presenta sotto la forma di due trombe che armonicamente riunite tra loro, formano nell'insieme, una campana a sezione rettangolare. Il funzionamento delle due unità motrici è indipendente l'una dall'altra. Questo altoparlante, di nuovissima concezione, riunisce in sé le eccezionali caratteristiche di diffusione della tromba a sezione rettangolare alla potenza indistorta assicurata dai due comandi separati.
Il tipo più potente impiega due unità magnetoelettriche University ID 75 da 75 W cadauna, ciò non toglie però che a questo diffusore si possano applicare tutte le altre unità di minor potenza prodotte dalla University.
Le sue dimensioni d'ingombro sono (20 3/8" x 9 3/8" x 13 5/8").

I DIODI ZENER

E GLI ALIMENTATORI A BASSA TENSIONE

III Parte

L'importanza delle correnti inverse

La corrente inversa di collettore crea sempre dei problemi negli alimentatori stabilizzati a transistori.

E' noto che la corrente Ico indicata dai costruttori (sarebbe più preciso dire I_{cbo}) corrisponde ad una misura eseguita lasciando sospeso « in aria » l' emettitore. Sarà questo il valore minimo raggiungibile dalla corrente di collettore di un transistore collegato con la base comune, quando sarà nulla la corrente d'emettitore.

Questa corrente di fuga, che raddoppia per il germanio ad ogni aumento della temperatura di 11°, si comporta come se andasse dal collettore alla base.

In un transistore collegato con l'emettitore comune, se si lascia la base in aria, la corrente di fuga è molto maggiore.

Questa corrente, indicata con I_{ceo}, risulterà β volte maggiore della precedente perchè la corrente di dispersione fra base e collettore, arrivando sulla base si comporta come una corrente di comando e la si ritrova sul collettore moltiplicata per il guadagno β del transistore.

Per il 2 N 174 si ha una corrente inversa collettore-base, I_{cbo} di 100 μA a 25° come si rileva dalle caratteristiche nominali; questa corrente salirà a 1,6 mA con la giunzione a 70°, il che ci porta con un β di 20 (alle piccole correnti il β è minore) ad una corrente inversa I_{ceo} (base in aria) di 32 mA. In queste condizioni, quando il transistore è caldo, se si vuol far erogare all' alimentatore meno di 32 mA non si ha più regolazione! Inoltre nel calcolo precedente, abbiamo supposto che si potesse ridurre la corrente di base a zero, mentre in realtà il suo valore minimo è dato dalla corrente di fuga di T3. Come possiamo agire contro questo fastidioso fenomeno? Semplicemente fornendo alla base del transistore di potenza una controcorrente, dato che si può dimostrare chè la corrente di collettore di un transistore collegato con l'emettitore comune o col collettore comune, può essere ridotta molto al disotto del valore I_{ceo}, quasi fino al valore I_{cbo}, inviando una corrente inversa nella base pari a I_{cbo}.

Ciò si può ottenere con un circuito analogo a quello di fig. 12, collegando l'e-

mettitore di T3 (base di T1) al + E attraverso una resistenza che possa fornire una corrente permanente almeno uguale alla corrente I_{cbo} del transistore a caldo. Se nello schema di fig. 12, T1 è un 2 N 174 si potrà collegare fra il + B e la sua base una resistenza da 5,6 kΩ che fornirà alla base stessa una contro-corrente di almeno 1,8 mA per E = 10 V.

Evidentemente il transistore T3 dovrà fornire questa corrente in più, oltre alla corrente di base T1, quando quest'ultimo comincerà ad erogare corrente, ma non saranno certo uno o due milliampere in più che « affaticheranno » T3.

Così facendo, avremo ridotto la corrente dispersa di T1 al valore I_{cbo}, cioè ad un valore minimo, e per ottenere ciò basterà che un opportuno circuito sia percorso in permanenza almeno da una corrente uguale; così facendo la corrente inversa del transistore non ci nuocerà più. Vediamo ora un esempio.

L'ampliamento del campo di regolazione della tensione

Nel caso della fig. 12 come esempio, abbiamo supposto che si potesse regolare la tensione E da 10 a 20 V.

Spesso è però molto importante poter regolare la tensione d'uscita **da 0** fino ad un certo valore. Lo schema di fig. 12 non si presta ad una simile regolazione perchè non si può diminuire E al disotto della tensione caratteristica dello Zener.

Potremo invece ottenere una tensione regolabile entro limiti più ampi, impiegando lo schema di fig. 13 che comporta un certo numero di perfezionamenti che ora esamineremo.

Osserviamo innanzi tutto, che abbiamo due sorgenti di tensione non regolata. La prima U, fornisce la tensione che verrà stabilizzata; la seconda U' si darà la tensione di riferimento positiva.

È sempre buona norma separare la sorgente che alimenta lo Zener di riferimento, da quella che fornisce la tensione da regolare. Infatti quando la corrente erogata dall'alimentatore varia, la tensione U che non è regolata cambia anch'essa. Questa variazione può ripercuotersi leggermente sulla tensione di riferimento, quindi sulla tensione regolata, aumentando così la resistenza interna dell'alimentatore.

La tensione U', attraverso la resistenza R4 alimenta lo Zener di riferimento Z. Rispetto a + U, —U' e +E presi come potenziale di riferimento, il punto A è dunque a $+E_z$, e il punto B è a + U' ossia ad un potenziale maggiore. Il transistore che amplifica la tensione di errore, T2, ha l'emettitore al potenziale 0, quindi anche il potenziale della sua base sarà prossimo allo 0, e la corrente nella resistenza R_2 sarà molto vicina al valore di E_z R_2.

Trascurando la corrente di base T2, possiamo affermare che la corrente che attraversa R_2 passa anche in R_1. Si avrà perciò che praticamente $E/R_1 = E_z/R_2$.

In prima approssimazione, essendo Ez ed R_2 fissi, la tensione E risulterà proporzionale a R_1, dato che la corrente che attraversa R_1 e R_2 è costante.

Dal circuito si rileva che per comandare il transistore di potenza T1, abbiamo utilizzato un doppio Darlington, mentre a mezzo della resistenza R_5 collegata fra il +U' e la base di T1, si fornisce alla base stessa la controcorrente necessaria per permettere di ridurre la corrente inversa di T1 al valore I_{cbo}.

Facciamo ora un esempio numerico pratico:

Si dispone di una tensione U = 18 V e si desidera ottenere una tensione regolata E variabile da 0 a 12 V con una corrente massima di 2 A.

La dissipazione di T1 sarà massima, quando la tensione E sarà vicina allo zero, dato che in questo caso avremo ai capi del transistore di potenza una tensione di 18 V, con una corrente di 2 A, avremo una dissipazione in T1 pari a 36 W

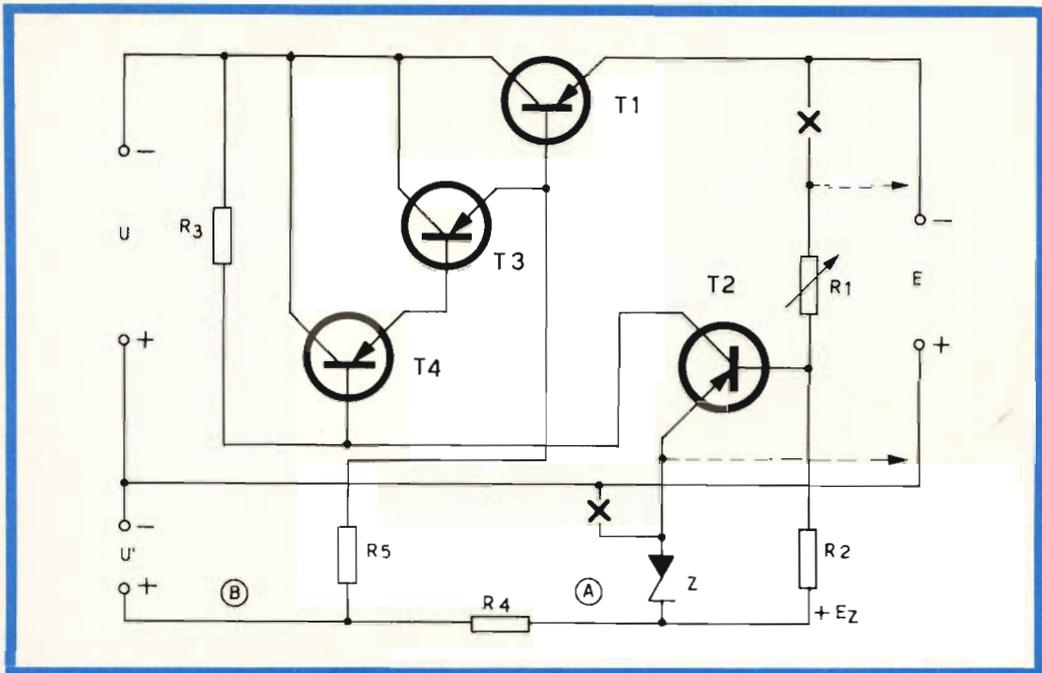



Fig. 13 - In questo alimentatore stabilizzato, la tensione di riferimento è positiva, e si può così ridurre la tensione d'uscita a 0. Il transistore di potenza T1 è pilotato da due Darlington in cascata. Una corrente fissa è inviata sulla base di T1 per permettere di ridurre la sua corrente di fuga al valore di I_{ceo} che risulta molto inferiore a I'_{ceo}. Interrompendo il circuito nei punti contrassegnati con « X » e collegando con un cavo (fili tratteggiati) il terminale superiore di R_1 e l'emettitore di T2 rispettivamente al polo negativo e positivo del circuito alimentato, si ottiene di inserire la resistenza presentata dai cavi di collegamento, nel circuito di regolazione, per cui si ha una tensione stabilizzata « sui morsetti del circuito alimentato ».

per cui saremo obbligati a scegliere un 2 N 174 e montarlo poi su un buon radiatore o a ventilarlo.

Facciamo notare a questo punto che accontentandosi di cambi di regolazione più limitati, delimitati da un commutatore che modificasse contemporaneamente il valore di U, si potrebbe ottenere una maggiore erogazione dal nostro alimentatore. Per esempio, se disponiamo le cose in modo che la differenza fra U ed E non superi mai i 6 V, potremo far erogare all'alimentatore fino a 6 A, senza portare T1 fuori dissipazione. Una soluzione per ottenere questo risultato senza rinunciare alla comodità di avere una variazione continua da 0 a 12 V in una sola gamma, è quella di accoppiare l'asse di comando della resistenza R_1 a quello di un trasformatore variabile a cursore, del tipo Variac per esempio, in modo da ottenere la contemporanea variazione di U e di E.

Ammettiamo quindi di voler prelevare dal nostro alimentatore fino a 6 A. Occorrerà in questo caso pilotare la base del 2N174 con una corrente di 200 mA. Un Darlington semplice avrebbe richiesto sulla base di T3 una corrente attorno ai 4 mA supposto per T3 un β di 50. Per T3 sceglieremo un transistore che dissipa 30 volte meno di T1, ossia 1,2 W e si potrà prendere per esempio un THP 47. Questo transistore per erogare una corrente di emettitore di 200 mA, richiederà una corrente di base di 3,5 mA.

Per èvitare che questa corrente debba essere fornita dal collettore di T2 si è inserito un secondo Darlington, T4, impiegando un 2 N 525 che erogherà 3,5 mA con una corrente di base di 70 μA.

Per il transistore T2 si potrà quindi fissare una corrente di funzionamento di collettore di 200 μA, e quindi scegliere per R_3 il valore di 10 kΩ.

Per assicurare una corrente costante alla base di T1, e affinchè questa corrente vari il meno possibile quando si varia E, non si potrà collegare il capo basso di R_5 al +E, perchè la base di T1 può scendere a potenziali vicini allo 0. Anche quando questa tensione di base si avvicina allo 0 noi desideriamo che una corrente di circa 5 mA scorra ancora nel circuito di base ossia in R_5, per essere sicuri di aver ridotto la corrente di fuga di T1 al minimo valore possibile ossia a I_{cbo}, anche nel caso in cui T1 sia caldo. Scegliendo R_5 per una corrente di 5,1 mA quando la base di T1 si trova ad una tensione vicina allo 0, otterremo che la suddetta corrente aumenterà a 8,2 mA quando la base di T1 sarà alla tensione di —12 V (ossia quando E = 12 V).

Abbiamo anche fissato che l'alimentatore erogherà una corrente costante almeno pari a I_{cbo}, e sarà la corrente che scorre nelle resistenze R_1—R_2 che ci darà questa corrente di base. Fissando in 10 mA il valore di questa corrente, R_2 sarà uguale a 820 Ω, mentre R_1 avrà un valore variabile fra 0 e 1200 Ω a seconda della tensione E che si desidera in uscita.

La disposizione scelta, con R_2 fissa e R_1 variabile, presenta il vantaggio di richiedere all'alimentatore una corrente costante non variabile come sarebbe nel caso in cui la base di T2 fosse collegata al cursore di un potenziometro collegato fra il $+E_z$ e il —E.

A motivo del doppio Darlington si può calcolare che la resistenza interna dell'alimentatore risulterà minore del millesimo di ohm.

Questo fatto ci conduce alle seguenti considerazioni: quando si desidera un alimentatore con una resistenza interna ridotta a meno di 0,001 Ω, bisognerà tener presente però che anche un filo di collegamento di una certa lunghezza può già introdurre una resistenza che potrebbe essere maggiore di quella propria dell'alimentatore. Un metro di filo di rame di 1,2 mm di diametro presenta già una resistenza di 16 millesimi di ohm. Per lo stesso motivo non si potrà inserire un amperometro in serie all'uscita perchè la la sua resistenza interna sarà sicuramente superiore a quella propria dell'alimentatore. Se si vuol utilizzare un amperometro, bisognerà metterlo in serie al collettore di T1 (la sua indicazione risulterà falsata nel rapporto del guadagno α di T1, ma la cosa è praticamente senza importanza).

Alcuni costruttori (Hewlett- Packard se non andiamo errati) hanno realizzato degli alimentatori nei quali si tiene conto della resistenza dei cavi di collegamento al circuito da alimentare.

Nel caso del circuito di fig. 13 ciò sarà possibile interrompendo il circuito nei due punti indicati dalle crocette, e collegando altri due fili come indicato dalle linee tratteggiate. Il primo dei fili aggiuntivi, quello collegato all'estremità superiore di R_1, dovrà essere collegato al polo negativo del circuito alimentato, mentre il secondo filo aggiunto, che parte dall'anodo del diodo Zener, dovrà essere collegato al polo positivo del circuito alimentato.

Avremo così ottenuto un alimentatore stabilizzato la cui tensione è automaticamente corretta anche in funzione della resistenza presentata dai cavi di collegamento.

Possiamo rilevare ancora dallo schema di fig. 13 che i transistori T1 (2N174) e T3 (THP 47 o SFT 238 o OC 30) hanno i collettori collegati assieme. Si può perciò utilizzare per questi due transistori un unico radiatore sistemando T3 su di un lato del radiatore principale di T1.

(continua)

a cura di P. Soati

Note teoriche pratico ad uso dei radioriparatori e radiomontatori

Prima di proseguire l'esame delle anomalie caratteristiche di un radioapparecchio è opportuno aprire una breve parentesi allo scopo di chiarire alcuni concetti circa le unità di misura, i relativi prefissi ed altri termini usati comunemente in radiotecnica.

Ciò ci è suggerito dalle numerose lettere che ci pervengono in redazione le quali ci confermano come molti nostri lettori facciano frequentemente molta confusione nell'uso dei prefissi, delle abbreviazioni e dei moltiplicatori di tali unità.

Recentemente, ad esempio, un nostro lettore a proposito di uno schema pubblicato sulla rivista ci rimproverava che inserendo nel circuito un condensatore da 20 μ μF come da noi indicato l'apparecchio era muto. Sostituendo l'elettrolitico **(sic!)** con un condensatore da 20 pF egli riuscì a compiere il miracolo di farlo funzionare. Evidentemente egli aveva interpretato i 20 μ μF come 20 μF ed in seguito a tale richiesta il negoziante gli aveva fornito un condensatore elettrolitico. Da qui il rimprovero: non un condensatore da 20 μ μF dovevate usare ma bensì uno da 20 pF. Non fu cosa facile far comprendere a questo nostro amico che i due valori erano perfettamente identici e che il μ μ non era un errore di stampa per indicare μ!

Altri nostri lettori frequentemente ci chiedono che cosa sia il « nanofarad », il noto sottomultiplo del Farad intermedio fra il « microfarad » (10^{-6}) ed il pF o μ μF (10^{-12}) e che corrisponde a 10^{-9} ed è comunemente abbreviato con la lettera « n », taluni ci pregano di pubblicare la tabella di corrispondenza del diametro dei conduttori in millimetri secondo i codici americano ed inglese o di altro genere.

La tabella che segue ha il compito di risolvere tutti i dubbi che possono ancor oggi sussistere circa l'interpretazione dei multipli e dei sottomultipli relativi alle unità di misura tenendo presente che recentemente è stata approvata anche dalla **U.S. Bureau Standard.**

Prima però è indispensabile chiarire la definizione del sostantivo numerale **« bilione »** che frequentemente ricorre nelle definizioni dei prefissi e che è causa di

giustificata confusione nei lettori che hanno occasione di consultare alternativamente testi di lingua, inglese, francese od altre. Infatti mentre per « bilione » in tutti i paesi europei, esclusa la Francia, e nella maggior parte di quelli extra-europei si suole indicare « mille miliardi » ossia « un milione di milioni » (10^{12}) in Francia e negli Stati Uniti esso è sinonimo di miliardo cioè « mille milioni » (10^9), di qui l'origine della cattiva interpretazione di alcuni prefissi.

TABELLA DEI PREFISSI DEI MULTIPLI E SOTTOMULTIPLI DELLE UNITÀ DI MISURA

Prefisso	Abbreviazione	Moltiplicatore	Definizione
TERA	T	10^{12}	1 bilione europeo, 1 trilione (un milione di milioni)
GIGA	G	10^9	1 bilione americano, 1 miliardo
MEGA	M	10^6	1 milione
KILO	k	10^3	1 migliaio
HECTO	h	10^2	1 centinaio
DECA	dk	10	1 decina
UNI	—		uno
DECI	d	10^{-1}	un decimo
CENTI	c	10^{-2}	un centesimo
MILLI	m	10^{-3}	un millesimo
MICRO	μ	10^{-6}	un milionesimo
NANO	n	10^{-9}	un miliardesimo
PICO	p, μμ	10^{-12}	un trilionesimo
FINTO	f	10^{-15}	un quadrilionesimo
ATO	a	10^{-18}	un quintilionesimo

Gli ultimi due sottomultipli sono pochissimo usati nelle misure di uso corrente.

Riportiamo qui di seguito alcuni esempi pratici di applicazione dei suddetti simboli:

THz = Terahertz; GHz = Gigahertz;

MHz = Megahertz; kHz = kilohertz.

MΩ = Megaohm; kΩ = kiloohm.

mH = Millihenry; μH = microhenry.

nF = Nanofarad; μF = Microfarad;

pF = μμF = Picofarad o micro-micro-farad.

Significati di alcuni simboli ed unità di misura

Tensione - Le tensioni generalmente possono classificarsi in differenze di potenziale (**d.d.p.**), in forze elettromotrici (**f.e.m.**) ed in cadute di potenziale (**c.d.p.**). Esse naturalmente sono misurate con la stessa unità, il Volt, ma in genere si indica con la lettera **E** la f.e.m. e con la **V** gli altri casi.

Resistenza - Si indica con la lettera **R** e si riferisce all'ostacolo offerto da un conduttore al passaggio, della corrente continua.

Conduttanza - Si indica con la lettera **G** ed equivale all'inverso della resistenza

$$(G = \frac{1}{R}).$$

Reattanza - Si indica con la lettera **X** e si riferisce all'ostacolo offerto da una reattanza induttiva (induttanza) o da una reattanza capacitiva (capacità) alla corrente alternata.

Suscettanza - Si indica con la lettera **B** ed equivale all'inverso della reattanza

$$(B = \frac{1}{X}).$$

Impedenza - Si indica con la lettera **Z** e rappresenta l'ostacolo offerto alla corrente alternata da un circuito che comprenda reattanza e resistenza.

Ammettenza - Si indica con la lettera **Y** ed è l'inverso dell'impedenza $(Y = \frac{1}{Z})$.

TABELLA DI EQUIVALENZA FRA IL CODICE DEI CONDUTTORI AMERICANO, INGLESE ED IL DIAMETRO IN MILLIMETRI

Gauge B & S	Inglese S W G	Diametro millimetri	Spire centimetro filo smaltato	Spire centimetro doppia copertura cotone
1	1	7,348		
2	3	6,544		
3	4	5,827		
4	5	5,189		
5	7	4,621		
6	8	4,115		
7	9	3,665		
8	10	3,264	3	2,8
9	11	2,906	3,4	3,1
10	12	2,588	3,8	3,5
11	13	2,305	4,2	3,9
12	14	2,053	4,8	4,3
13	15	1,828	5,4	4,8
14	16	1,628	6	5,5
15	17	1,450	6,7	5,8
16	18	1,291	7,5	6,5
17	18	1,150	8,4	7,2
18	19	1,024	9,4	7,9
19	20	0,911	10,5	8,7
20	21	0,811	11,7	9,5
21	22	0,723	13,2	10,4
22	23	0,643	14,8	12
23	24	0,573	16,5	12,6
24	25	0,510	18,1	14,2
25	26	0,454	20,6	15,4
26	27	0,404	23	16,7
27	29	0,360	25,9	18
28	30	0,321	29	19,4
29	31	0,285	32,6	20,7
30	33	0,254	36,2	22,1
31	34	0,227	36,8	23,6
32	36	0,201	40,4	25
33	37	0,180	44	26,5
34	38	0,160	48	28
35	38-39	0,142	52,8	29,4
36	39-40	0,127	57,2	30,8
37	41	0,113	61,6	32,1
38	42	0,100	66,4	33,4
39	43	0,09	72,4	34,6
40	44	0,08	77,6	35,8

Facciamo seguire un'altra tabella particolarmente utile per il radiotecnico nella quale sono indicati i moltiplicatori adatti per ottenere le trasformazioni delle principali unità di misure.

Per convertire	in	Moltiplicare per	Per la conversione reciproca moltiplicare per
Amperora	Coulomb	3600	0,002778
Amper spire	Gilbert	1,257	0,7958
B.T.U.	Wattora	0,2931	3,41
Decibel	Neper	0,1151	8,686
Dine	Grammi	0,00102	980,7
Erg	Joule	10^{-7}	10^{7}
Fahrenheit	Centigradi	(F°-32) x 5/9	(C° x 9/5) + 32

(segue)

Per convertire	in	Moltiplicare per	Per la conversione reciproca del moltiplicatore per
Gradi	Radianti	0,01745	57,3
Piede	Centimetro	30,48	0,03281
Pollice	Centimetro	2,540	0,3937
Piede quadr.	Metro quadr.	0,0929	10,76
Pollice quadr.	Cent. quadr.	6,452	0,1550
Mils (circolare)	Cent. quadr.	197,300	$5,067 \times 10^{-6}$
Watt	HP (metrico)	0,0136	735,5
Watt	HP (inglese)	0,01341	745,7
Watt	Erg/sec	10^7	10^{-7}
Miglio (inglese)	Chilometro	1,609	0,6214
Miglio (nautico)	Chilometro	1,8527	0,5396

Unità di misura

Resistenza = **Ohm**; Intensità di corrente = **Ampere**; F.e.m. = **Volt**; Capacità = = **Farad**; Induttanza = **Henry**; Quantità di elettricità = **Coulomb**; Unità di energia = **Joule**; Potenza = **Watt**; Impulso di tensione = **Voltsecondo**; Flusso magnetico = **Weber**; Forzamagnetomotrice = = **Amperspira**; Forza meccanica = **Newton**.

Conversione della lunghezza d'onda e della frequenza

Per effettuare il calcolo delle antenne, o per altri motivi, il tecnico frequentemente si trova nella necessità di convertire la lunghezza d'onda in frequenza e viceversa. Riportiamo alcune formule che consentono di ottenere direttamente il valore in Hz, kHz o MHz della frequenza, o, essendo noti questi, di trasformarli direttamente in lunghezza d'onda espressa in metri.

$$\lambda \text{ (metri)} = \frac{300.000.000}{f \text{ (in Hz)}}$$

oppure $$\frac{300.000}{f \text{ (in kHz)}}$$

oppure $$\frac{300}{f \text{ (in MHz)}}$$

$$f \text{ (in Hz)} = \frac{300.000.000}{\lambda}$$

$$f \text{ (in kHz)} = \frac{300.000}{\lambda}$$

$$f \text{ (in MHz)} = \frac{300}{\lambda}$$

CODICE DEI COLORI (GENERICO)

Colore	Cifra	Moltiplicatore	Tolleranza
Nero	0	1	—
Marrone	1	10	± 1
Rosso	2	100	± 2
Arancio	3	1000	± 3
Giallo	4	10000	± 4
Verde	5	10^5	± 5
Blue	6	10^6	± 6
Violetto	7	10^7	± 7
Grigio	8	10^8	± 8
Bianco	9	10^9	± 9
Oro		0,1	± 5
Argento		0,01	± 10
Senza colore			± 20

Tutti i codici relativi alle resistenze ed ai condensatori sono stati pubblicati sul Volume AUTORADIO del Soati.

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

DISPOSITIVO CAG A TRANSISTORI

(Da « Wireless World »)

Da molto tempo è invalsa l'abitudine di sfruttare le caratteristiche vantaggiose dei transistori anche per la realizzazione dei circuiti di controllo automatico del guadagno. L'articolo al quale ci riferiamo riporta appunto un esempio di tale circuito, realizzato con transistori.

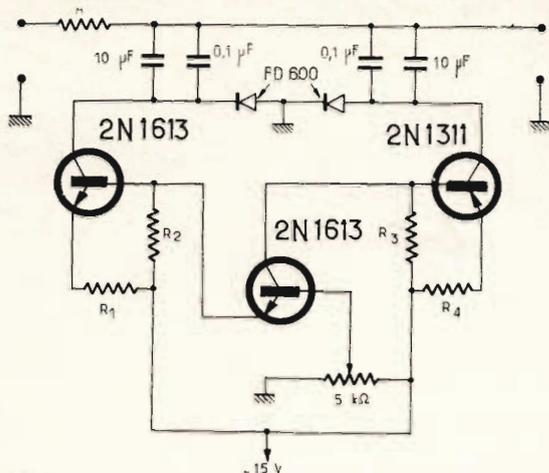
Lo schema elettrico che qui riportiamo attirerà certamente l'attenzione di coloro che si occupano dello studio dei circuiti a transistori, impiegati nei ricevitori televisivi.

In pratica, in questi tipi di ricevitori, il problema del controllo automatico di guadagno è abbastanza difficile da risolvere, e ciò in quanto la gamma dinamica di controllo è relativamente debole, ed in quanto l'intervento atto a modificare il guadagno da parte di un transistore provoca inevitabilmente delle distorsioni, riduce o allarga la banda passante, e — in altre parole — fa variare il comportamento dell'intero circuito in modo assai difficile da prevedere.

Sebbene esso non costituisca un efficace rimedio alla variazione di larghezza della banda passante, questo circuito di controllo automatico del guadagno risulta del pari interessante, in quanto consente il controllo del guadagno stesso entro una portata di ben 10 decibel, con un coefficiente di distorsione che risulta trascurabile agli effetti pratici.

In effetti, il dispositivo consiste semplicemente in un attenuatore bilanciato, realizzato con l'impiego di diodi al silicio del tipo FD 600.

L'intensità della corrente che scorre attraverso i suddetti diodi varia in funzione delle correnti di collettore dei due transistori, comandati a loro volta da un terzo transistore, la cui base riceve la tensione per il controllo automatico.

Nel circuito qui riprodotto, la tensione che permette di controllare automaticamente il guadagno viene sostituita mediante una tensione variabile, prelevata ai capi di un potenziometro avente il valore di 5.000 ohm. Si noti la utilità di disporre di un circuito di ingresso con resistenza in serie. Le resistenze R 1, R 2, R 3 ed R 4 hanno tutte il valore di 500 ohm.

Questa base viene collegata ad un potenziometro, per necessità sperimentali e di messa a punto. È facile dimostrare che le correnti che scorrono attraverso i diodi, i quali presentano caratteristiche elettriche il più possibile simili tra loro, sono di eguale intensità, per cui l'intero dispositivo risulta bilanciato elettricamente.

Le caratteristiche di funzionamento del circuito dipendono, in massima parte, dal valore che viene attribuito ad R. Per un valore di questa dell'ordine di 100 ohm, l'attenuazione risulta essere approssimativamente di 35 decibel, quando l'intensità della corrente che scorre attraverso i diodi varia tra 0 e 40 milliampère. Tale attenuazione — inoltre — raggiunge il valore di 55 decibel, per una eguale variazione di intensità della corrente, se il valore della resistenza R ammonta invece a 1.000 ohm.

L'articolo che recensiamo è illustrato anche da alcune curve, che mettono in evidenza le caratteristiche dinamiche di funzionamento di questo sistema di controllo automatico di guadagno.

Attraverso tali grafici, è possibile constatare che la distorsione è una funzione dell'attenuazione e della tensione di uscita. Alla frequenza di 20 kHz, con una tensione di uscita dell'ordine di 100 millivolt, e con una attenuazione di 20 decibel, la distorsione ammonta al 5 %.

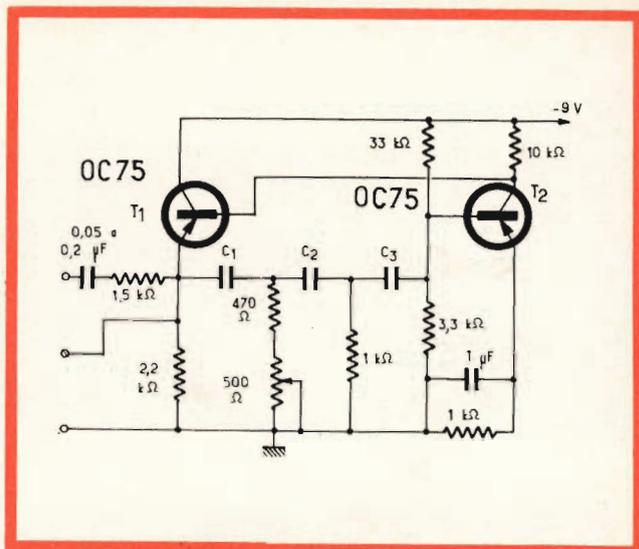
In tali condizioni, si può certamente affermare che la suddetta distorsione non è che una funzione lineare della tensione di uscita.

UN DISPOSITIVO DIVISORE DI FREQUENZA

(Da « Electronics Engineering »)

Esistono numerose prove e misure, di normale impiego nei laboratori sperimentali, di ricerca e di riparazione, per la cui esecuzione è necessario disporre di apparecchi di misura di tipo speciale. In particolare, ci riferiamo al fatto che — nel campo degli studi sui circuiti di televisione — occorre sovente dover disporre di un divisore di frequenza avente buone caratteristiche di semplicità, di facile realizzazione, e di basso costo.

In tali casi, in genere, si ricorre all'impiego di circuiti ad oscillatore bloccato, oppure a multivibratore; sappiamo però che — con questi circuiti per la produzione di oscillazioni — la forma d'onda

Circuito elettrico del divisore di frequenza. Il rapporto che sussiste tra la frequenza d'ingresso e la frequenza di uscita, dipende esclusivamente dai valori attribuiti alle capacità C 1, C 2 e C 3. Il segnale di ingresso viene applicato ai capi della resistenza da 2,2 kohm, in serie all'emettitore del transistore T 1. Il segnale di uscita — invece — viene prelevato tra la massa e l'emettitore di T 1, tramite una resistenza da 1,5 kohm, in serie ad una capacità di valore compreso tra 0,05 e 0,2 microfarad.

dei segnali che è possibile ottenere in uscita non è affatto soddisfacente; in altre parole, è necessario provvedere alla rettificazione dei segnali, il che comporta notevoli complicazioni del circuito.

Non è certo possibile rilevare tale inconveniente nei confronti del circuito illustrato in figura. Questo dispositivo è in grado di funzionare con una gamma di temperature compresa tra 15 e 35° C. con variazioni della tensione di alimentazione dell'ordine del 10 % in più o in meno, e di fornire, ciò nonostante, un segnale di forma sinusoidale quasi perfetta, avente una frequenza cinque volte inferiore a quella del segnale di ingresso.

Il circuito consiste semplicemente in un oscillatore a rete di sfasamento, del tipo comunemente noto sotto la denominazione anglosassone di « phase shift », al quale è stato aggiunto uno stadio a transistore atto a migliorare la contro-reazione, e — di conseguenza — la linearità dei segnali di uscita.

Così come lo si osserva nella figura citata, il circuito fornisce in uscita un segnale di uscita di 4 kHz, quando la frequenza del segnale di ingresso è pari a 20 kHz.

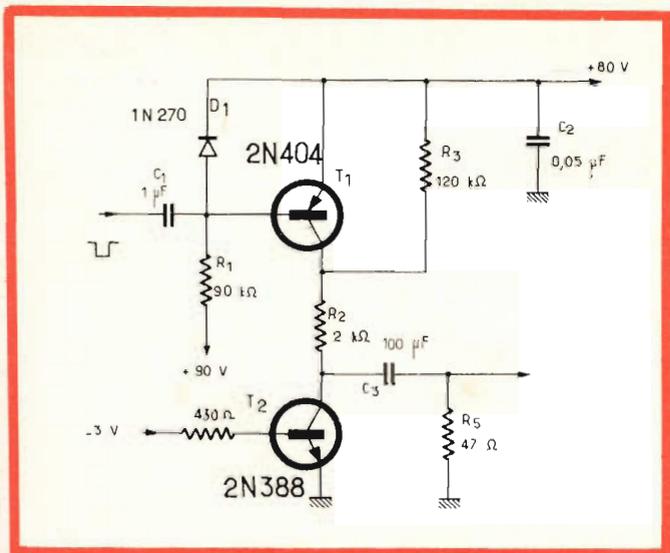
La tensione necessaria per il funzionamento del dispositivo deve essere approssimativamente dell'ordine di 0,2 volt, se si desidera ottenere una buona costanza del sincronismo.

Usando dei condensatori (C 1, C 2 e C 3) di capacità pari a 2.000 picofarad, unitamente ad un transistore T 2 scelto opportunamente, il circuito è in grado di fornire un segnale di frequenza pari a 20 kHz, con un segnale di ingresso di 100 kHz. In tal caso — però — facciamo rilevare che la tensione del segnale di ingresso deve essere di almeno 2 volt.

COMMUTAZIONE CON SISTEMA A « VALANGA » CON UN TRANSISTORE AL GERMANIO

(Da « Electronics »)

Per ottenere impulsi di forma assai stretta, ed aventi un fronte ascendente assai rapido, si ricorre sovente alle caratteristiche di funzionamento a « valanga » dei transistori « mesa » al silicio.

Ciò nonostante, è stato riscontrato che è possibile ottenere i medesimi risultati con un transistore al germanio, a patto che la superficie della giunzione tra la

Circuito elettrico del dispositivo di commutazione a valanga. Applicando alla base del transistore T 1 un segnale rettangolare, e di polarità negativa, diminuisce la impedenza del transistore, il che determina l'innesco dell'effetto « valanga » in T 2.

base ed il collettore sia maggiore della superficie della giunzione tra la base e l'emettitore.

Con questo sistema, è possibile conseguire una notevole economia nella realizzazione del dispositivo di commutazione.

Le prove eseguite dall'Autore dell'articolo, compiute su di una ventina circa di transistori del tipo 2 N 388, hanno dato risultati soddisfacenti.

Il circuito elettrico riportato nella figura, in grado di fornire impulsi stretti aventi un fronte ascendente assai rapido, funziona nel modo seguente: il transistore T 2 viene polarizzato al di sotto del normale punto di lavoro, ed in modo tale che — aumentando la tensione applicata al collettore, oppure diminuendo quella applicata alla base — si abbia l'innesco dell'effetto « valanga ».

Nel circuito, così come è stato concepito, l'innesco di cui sopra viene ottenuto grazie all'impiego del transistore T 1, la cui impedenza diminuisce allorché viene applicato alla base un segnale di forma d'onda rettangolare, e di polarità negativa.

In tal caso, la tensione di collettore di T 2 aumenta, ed assume approssimativamente il valore di 80 volt, eccessivamente elevato in riferimento alla tensione « valanga » del transistore 2 N 388.

La tensione di alimentazione (che è appunto di 80 volt nel caso considerato), stabilisce la frequenza di ripetizione dei fenomeni di « valanga ». Di conseguenza, risulta disponibile un sistema di controllo della frequenza, rendendo semplicemente variabile la suddetta tensione di alimentazione.

Il numero — vale a dire la frequenza — degli effetti « valanga » viene determinato anche dalla larghezza del segnale applicato alla base del transistore T 1. Questo segnale deve avere una forma d'onda rettangolare, e — se si desidera ottenere la possibilità di variare il numero degli eventi a « valanga » — è possibile renderne variabile l'ampiezza.

Il transistore 2 N 388 presenta una frequenza massimale di ripetizione degli effetti « valanga » pari a 4 milioni al minuto secondo, se l'impulso d'ingresso provoca dieci fenomeni al secondo.

Se si desidera evitare di correre il rischio di arrecare danni al transistore, risulta pertanto preferibile restare al di sotto di una frequenza di 100.000 impulsi al secondo, all'ingresso del circuito.

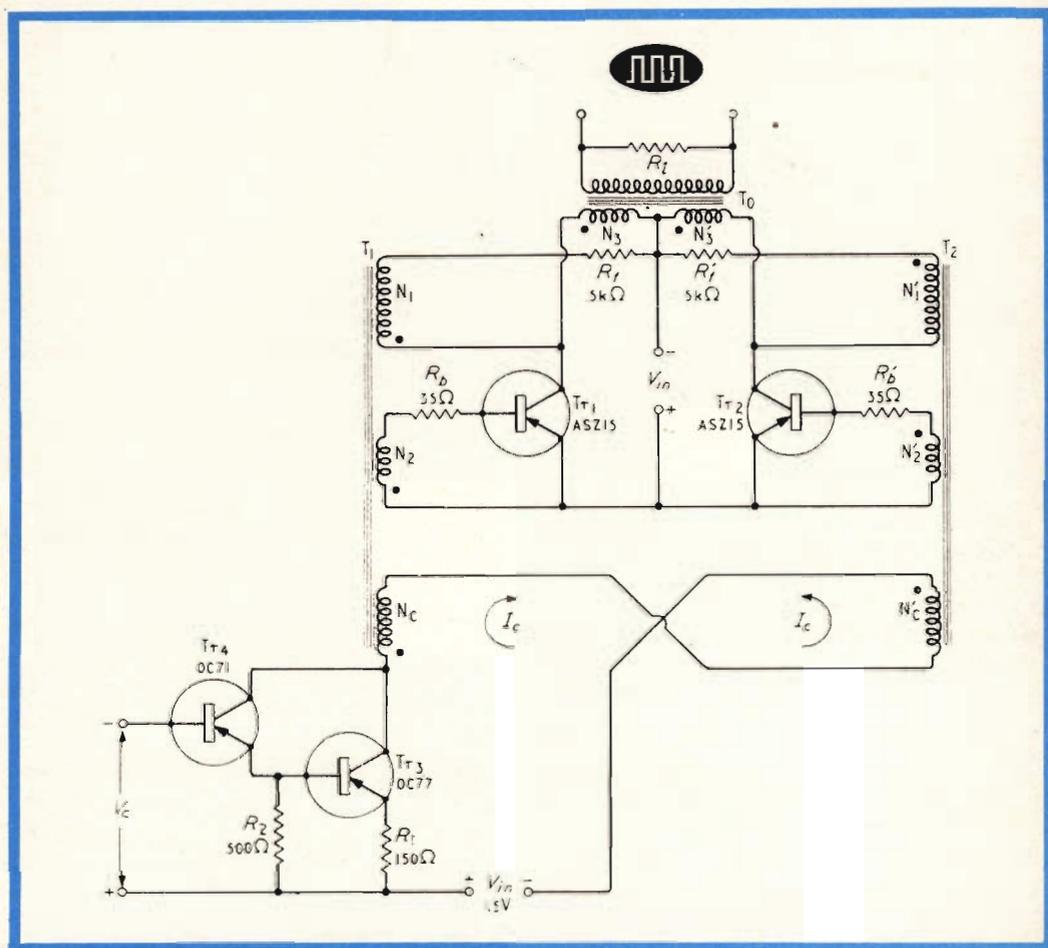
Il tempo di salita degli impulsi ottenuti è dell'ordine di quattro nanosecondi; la larghezza, rilevata in corrispondenza della metà dell'intensità dell'impulso, è di 8 nanosecondi, e l'ampiezza è pari a 12 volt.

Tra i vari oscillogrammi di cui è corredato l'articolo, ve ne sono alcuni che illustrano tipicamente le caratteristiche dinamiche di funzionamento.

I circuiti di questo tipo, concepiti in genere per eseguire prove e misure su calcolatori elettronici, possono peraltro trovare varie possibilità di impiego in qualsiasi altro caso, nel quale sia necessario disporre di dispositivi atti alla produzione di impulsi rapidi, e relativamente economici.

UN MULTIVIBRATORE AD ACCOPPIAMENTO MAGNETICO

(Da « Industrial Electronics »)

L'articolo descrive in modo assai esauriente una interessante applicazione della tecnica dei semiconduttori, che si distingue per la sua originalità. Si tratta di un multivibratore con accoppiamento a

Circuito elettrico del multivibratore ad accoppiamento magnetico. I trasformatori T 1 e T 2 sono avvolti su nuclei toroidali di Permenorm 5.000 Z, avente un diametro di 25 millimetri. L'alimentazione è di 15 volt.

trasformatore tra i due stadi, che funziona come un oscillatore a tensione di controllo.

Il dispositivo produce un segnale di forma d'onda rettangolare, la cui frequenza può variare da un minimo di 48 hertz ad un massimo di 37 chilohertz, mediante la semplice variazione del valore di una tensione da 0 a 10 volt.

La caratteristica essenziale che ne determina il funzionamento è costituita dall'impiego di trasformatori provvisti di un nucleo realizzato con un materiale avente un ciclo di isteresi di forma rettangolare, ed avente inoltre una forma toroidale.

Il circuito — che qui riportiamo — è costituito da due stadi di ingresso, il primo dei quali è del tipo ad accoppiamento sull'emettitore. Tra i terminali di ingresso viene applicata la tensione di controllo, V_c, che provoca la variazione della frequenza delle oscillazioni.

Gli avvolgimenti NC ed NC' consistono in 500 spire. Gli avvolgimenti N_1 ed N_1' constano di 1.000 spire ciascuno, mentre gli avvolgimenti N_2 ed N_2' constano di 150 spire ciascuno.

Le frecce riportate nello schema indicano il senso di scorrimento della corrente di collettore.

L'intero dispositivo viene alimentato con una sorgente di tensione continua, che fornisca una tensione di 15 volt.

Entrambi i trasformatori sono avvolti su di un nucleo in Permenorm, avente un diametro di 25 millimetri.

I segnali di uscita, che vengono prelevati dal secondario del trasformatore T_O, in parallelo alla resistenza di carico R 1, presentano una forma rettangolare assai regolare. La loro frequenza varia però assai rapidamente, in seguito ad una variazione sia pur minima della tensione di controllo V_C.

RELÉ ELETTRONICI A TEMPO

(Da « Electronics World »)

Un relé a ritardo è costituito da un circuito facente parte di un dispositivo che serve per determinare il funzionamento di un vero e proprio relé con un certo ritardo rispetto al verificarsi di un evento, che consiste generalmente i un segnale elettrico, prodotto da un qualsiasi trasduttore.

L'articolo esamina il problema della realizzazione di tali dispositivi con tutte le sue possibili soluzioni; in esso vengono considerati i relé termici, l'impiego dei termistori che consentono di sfruttare la variazione di una resistenza e capacità, nonché i dispositivi del genere che impiegano un rettificatore controllato al silicio (SCR).

La dissertazione, redatta con una forma didattica, conclude l'argomento esaminando il funzionamento in apertura ed in chiusura di cercuiti secondari.

UN OSCILLATORE SINUSOIDALE A TRANSISTORI

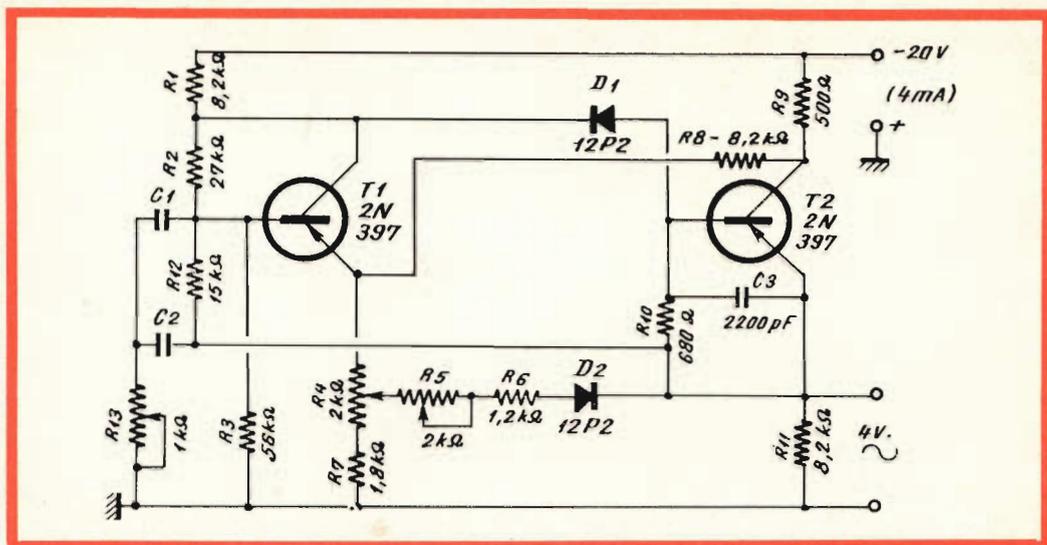
(Da una documentazione Sesco)

Si tratta di un circuito a ponte, del tipo a T, costituito dai componenti C 1, C 2 ed R 12 nel circuito di contro-reazione, tra l'emettitore del transistore T 2 e la base di T 1.

La frequenza delle oscillazioni prodotte viene fatta variare agendo sull'apposito potenziometro contrassegnato R13 nello schema.

Le resistenze R 4 ed R 5 devono essere opportunamente regolate, per ottenere il valore massimo della tensione di uscita col minimo di distorsione.

La resistenza R 8 ha invece il compito di rendere l'intero circuito insensibile alle variazioni della temperatura, mediante un noto principio di contro-reazione.

Le oscillazioni prodotte presentano una tensione dell'ordine di 4 volt, con una stabilità termica eccellente. Infatti, per variazioni di temperatura comprese tra $+ 20°$ e $+ 55° C$, le variazioni di frequenza sono contenute entro l'1 %.

Schema elettrico dell'oscillatore a transistori a frequenze fisse, per la produzione di segnali di forma sinusoidale.

Mediante la commutazione contemporanea dei valori di C 1 e di C 2, è possibile ottenere tutte le frequenze fisse che si desidera produrre, ed è un notevole vantaggio il fatto che le suddette due capacità devono essere del medesimo valore.

Per dare alcuni dati sui valori necessari per le varie frequenze, l'articolo riporta che — per una frequenza di 50 Hz — le due capacità devono avere il valore di 0,47 microfarad: per 100 Hz, il valore deve essere di 0,22 microfarad: per 500 Hz di 47 nanofarad: per 1.100 Hz di 20 nanofarad: per 5.000 Hz di 4,4 nanofarad: per 10 kHz di 2,2 nanofarad, e così via.

La sorgente di alimentazione deve fornire una tensione stabilizzata di 20 volt, con una corrente dell'ordine di 4 milliampère.

Viene presentata in questi giorni sul mercato nazionale una serie di relé metrici transistorizzati di tensione o di corrente, temporizzati e non. Questi relé trovano il loro naturale impiego nell'industria elettromeccanica in tutte quelle applicazioni dove occorra un comando di ON ed uno di OFF e dove tale comando debba verificarsi solo a ben determinate condizioni di tensione o di corrente.

Il suo costo è nettamente inferiore a quello del corrispondente relé elettromeccanico tradizionale notevolmente più complesso nei suoi elementi meccanici. La sua affidabilità è molto più elevata, trattandosi di apparecchio statico senza parti in movimento. Presenta consumi molto ridotti nei suoi circuiti di comando che consentono di funzionare con segnali di pilotaggio molto deboli, uno schema elettrico più moderno, una progettazione più elegante.

I tipi voltmetrici di serie operano da 9 a 550 V di tensione, quelli di corrente da 0,75 a 150 A. La precisione di intervento è notevole in quanto l'errore sul valore predisposto è del ± 2 %, ed il grado di statismo è estremamente ridotto.

STEREO
HI-FI

PIASTRA DI REGISTRAZIONE

Mod. D 104: 4 tracce - N. G.B.C. S/185
Mod. D 106: 2 tracce - N. G.B.C. S/186
Tre tesine magnetiche: una di registrazione, una di riproduzione e una di cancellazione.
Tre motori di trascinamento.
Tre velocità: 19 cm/s; 9,5 cm/s; 4,75 cm/s.
Riavvolgimento: 360 metri al minuto.
Comandi a tasti.
Contatore a quattro cifre.
Bobine da 7".

TRUVOX LTD. - NEASDEN LANE - LONDON - ENGLAND

CONFRONTO FRA UN TUBO A GAS ED UN DIODO ZENER

Il diodo Zener e il tubo a gas sono tra i più piccoli dispositivi che possono effettuare una regolazione di tensione in un circuito elettronico.

Il loro circuito di impiego è del tutto simile e viene illustrato nelle fig. 1 (A) e 1 (B).

La tensione di alimentazione V_s deve essere in entrambi i casi maggiore della tensione che si vuole regolare V_L con la differenza però che nel tubo a gas V_s deve essere superiore ancora alla tensione di ionizzazione; infatti questa tensione è quella richiesta per fare innescare il tubo. Dopo l'innesco la medesima decresce e si mantiene per un certo intervallo di corrente al valore di V_L. Detta caratteristica è illustrata dalla figura 1 A.

Con un diodo Zener invece, è solo necessario che la tensione di alimentazione sia superiore alla tensione di Zener di pochi volt.

La caratteristica del tubo è insista nel progetto e la tensione V_L dipende dal tipo di gas usato. La minima tensione di V_L è di 70 volt e viene ottenuta usando il gas neon; con altri gas o miscele dei medesimi si ottengono, sempre, tensioni maggiori. Questi tubi non possono essere ordinariamente disponibili su una com-

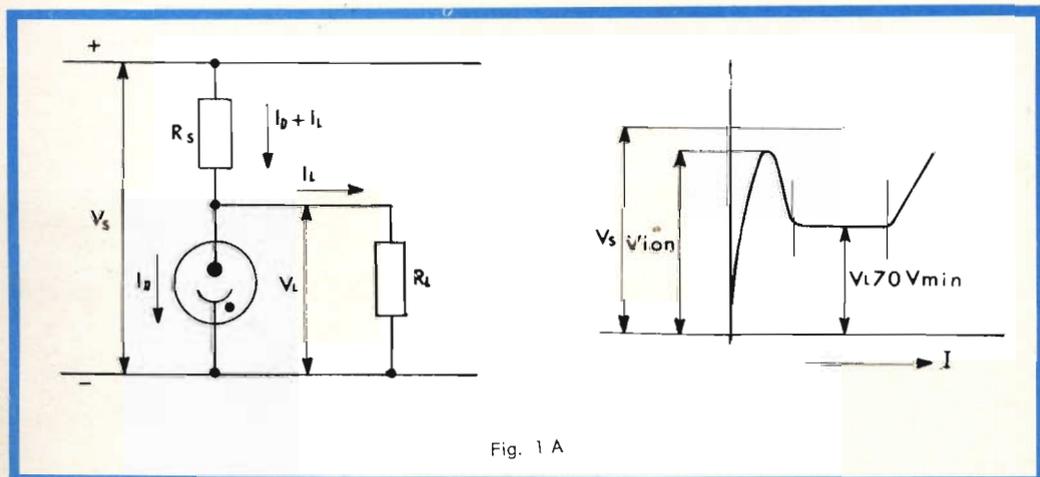



Fig. 1 A

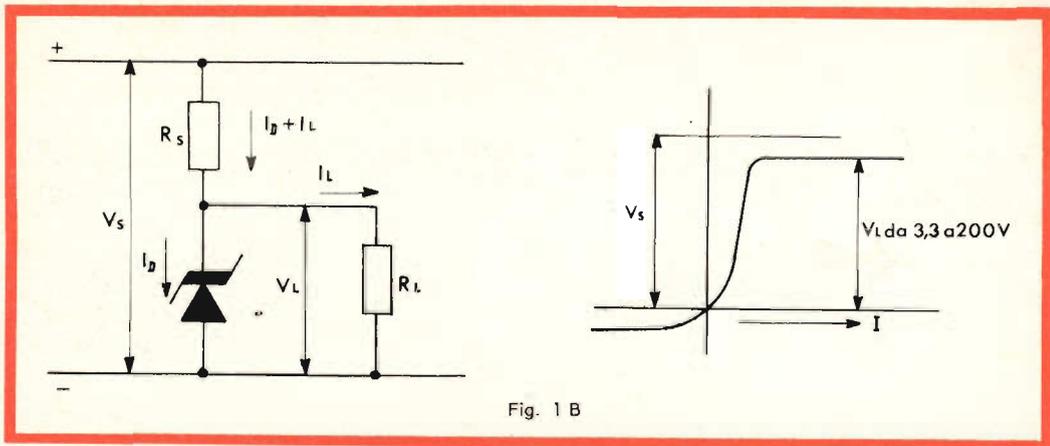



Fig. 1 B

pleta gamma di tensioni, ma solo su livelli di tensione non definiti come: 30 - 90 105 - 135 Volt.

I diodi Zener non sono invece soggetti a questa limitazione; essi sono disponibili su una vasta gamma di tensioni, da 3,3 a 200 Volt, con tolleranza del 5, 10 e 20 %.

Nei tubi a gas la tensione stabilizzata è appena mantenuta tra due valori di corrente minima e massima ben definiti dalla geometria interna del diodo. Superando il valore massimo di corrente la caduta di tensione aumenta e conseguentemente non vi è più regolazione e si può giungere alla distruzione del tubo stesso.

La capacità di sovraccarico, invece, di un diodo Zener è definita dalla geometria della giunzione e dalla dissipazione tecnica che si riesce ad ottenere.

Tali considerazioni permettono di fabbricare una vasta gamma di Zener con differenti potenze dissipate; inoltre ogni singolo Zener, se montato con apposito radiatore può sopportare notevoli sovraccarichi, senza perdere le proprietà di regolatore.

Se oltre a quanto esposto si tiene conto delle piccole dimensioni, della sicurezza di funzionamento, e della perfetta azione come filtro, il diodo Zener è, e sarà ancor più nel futuro, da preferire.

La Solartron ha recentemente fornito un sistema di registrazione dei dati al Ministero della Difesa, per la registrazione di veloci transitôri di temperatura e pressione.
Il sistema è fornito di 10 canali ad alta velocità, i cui rispettivi segnali sono registrati ognuno su di una traccia di un nastro magnetico, tramite il sistema a modulazione di frequenza.
Questa registrazione viene riprodotta e visualizzata in un oscilloscopio, in maniera da rendere possibile l'individuazione e l'osservazione delle parti più interessanti della registrazione. Queste parti vengono poi registrate di nuovo su di un nastro a velocità inferiore, ed i dati vengono riportati in forma numerica e registrati su di un secondo registratore magnetico. Le registrazioni così ottenute sono a loro volta riprodotte ad una velocità ancora più bassa, permettendo così che i dati numerici siano trasferiti su di un nastro di carta perforato, ed infine vadano ad alimentare un apposito calcolatore per la loro analisi. La complessiva riduzione di velocità è di 512 : 1, con una velocità di ingresso di analisi di 10.000 al secondo su ogni canale. Altre tracce sono adoperate per registrare il tempo trascorso con un codice a modulazione d'impulsi, ed i segnali di un marcatempo a 10 Kc/s.

i lettori ci scrivono ....

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.
Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.
Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 500 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. **BELLO A.** - Sarno

Varie

In merito alle sue richieste precisiamo quanto segue:

a) *La maggior parte delle molte decine di migliaia dei nostri lettori, contrariamente a quanto lei afferma, sono dei* tecnici *i quali, fra l'altro ci sollecitano la pubblicazione di notizie e schemi relativi a realizzazioni aventi carattere commerciale delle quali, per ovvie ragioni non sempre ci è possibile pubblicare tutti i dati ma d'altra parte questi nostri lettori, in conseguenza della loro preparazione, sanno supplire a tale mancanza con la loro esperienza.*

b) *Il complesso HI-FI al quale fa riferimento apparteneva per l'appunto ad un tale genere di apparecchiature. La sua costruzione pertanto è consigliabile soltanto a coloro che in tale campo hanno già una certa esperienza o che per lo meno sanno come costruirsi un trasformatore di alimentazione o come procurarselo.*

c) *I dati relativi al trasformatore di alimentazione in questione sono chiaramente indicati in figura 2 a pagina* 388. *Indicando la tensione del primario, quella del secondario e la corrente max richiesta, chiunque abbia un minimo di preparazione nel campo della radiotecnica è messo in grado di calcolarsi e costruirsi il trasformatore stesso che del resto è rintracciabile anche in commercio.*

d) *Incomprensibile è la sua critica all'autore dell'articolo TRASFORMATORE DI ALIMENTAZIONE per avere precisato:* « ... che il metodo descritto non ha la pretesa di essere tecnicamente perfetto ma che però è tale da assicurare al costruttore ottimi risultati ».

Un dilettante infatti non potrebbe conseguire risultati migliori anche se l'argomento fosse trattato in modo più ampio come è possibile soltanto in un manuale come quello del PELLEGRINO relativo ai TRASFORMATORI DI POTENZA E DI ALIMENTAZIONE

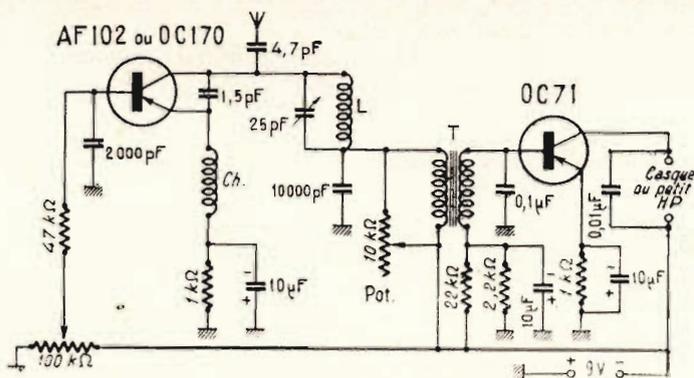
Se lei ritiene di poter affrontare la costruzione del trasformatore in questione si attenga pure alle norme suggerite in tale articolo: se i risultati saranno negativi la colpa non sarà certamente da attribuire all'articolista!

e) *Se il quantitativo delle basi stampate che le interessano è notevole può rivolgersi presso qualche fabbricante di circuiti stampati, altrimenti non le resta che ricercarle direttamente alla sede centrale della G.B.C. che farà il possibile per evaderle.*

f) *Non possiamo precisarle la composizione chimica del dissodante che le interessa non essendo indicata in nessuno di tali prodotti. Ad ogni modo speriamo di poter pubblicare al più presto un articolo su tale argomento.*

Sig. **IVANICH G.** - Firenze

Ricevitore superreazione per VHF

In figura 1 è rappresentato lo schema di un semplicissimo ricevitore a due transistori il quale consente la ricezione dell'audio delle emissioni televisive oppure di quelle VHF.

- Schema elettrico di un ricevitore per la ricezione delle emissioni in VHF.

Il primo transistore è costituito da un AF102 *oppure da un* OC170 *od altro avente caratteristiche similari ed è montato come rivelatore ad auto-superreazione al quale viene fatto seguire uno stadio di bassa frequenza con un transistore* OC71.

Il valore dei vari componenti è tutt'altro che critico. L'operazione più importante è quella avente lo scopo di ottenere l'effetto superreattivo che si effettua mantenendosi appena appena al disopra del punto di innesco, agendo sul potenziometro da 100 kΩ.

Per ricevere le emissioni televisive la bobina L *sarà costituita da* 4 *spire avvolte in aria su un diametro di* 12 *mm con filo da* 8/10. *Per la gamma FM il numero di spire sarà convenientemente aumentato fino a trovare il numero esatto che si aggirerà sulle* 12 *spire circa.*

L'impedenza Ch *che è composta da* 40 *spire di filo di seta molto sottile avvolto su un supporto di* 5 *mm di diametro.*

Il trasformatore dovrà avere un rapporto, non critico di 5 *a* 1.

Sig. **MONGE R.** - Agrigento

Ricetrasmettitore a transistori

In primo luogo le consigliamo la costruzione del ricetrasmettitore descritto nel numero 10 - 1963 *soltanto nel caso che lei sia in possesso di una certa esperienza in fatto di montaggi altrimenti è più opportuna la realizzazione di un apparecchio più semplice. Il trasformatore di modulazione* T *deve essere costruito con nucleo di* 1,8 cm². *Primario spire* 240, *secondario:* S = 240 *spire,* S1 = 50 *spire, filo da* 0,3 mm.

Essendo il microfono del tipo a carbone dovrà usare un comune trasformatore facilmente reperibile in commercio.

In serie alla resistenza da 250 Ω *è posta una lampadina, come è indicato nel testo e non una bobina.*

L'altro materiale è reperibile in commercio e i relativi dati sono pubblicati nello schema. Non disponiamo dello schema di montaggio.

Sig. **POMETTI A.** - Firenze

Televisore BILD 23" Lusso

Ringraziandola del ricordo, riferendomi ai suoi quesiti preciso quanto segue:

a) *Lo schema dell'apparecchio* MAGNADYNE *che le interessa è pubblicato nello* SCHEMARIO DEGLI APPARECCHI RADIO *del Ravalico (prima raccolta).*

Non potendo sostituire il complesso altoparlante-bobina, con altro avente caratteristiche similari può senz'altro adottare la soluzione da lei prospettata sostituendo la attuale bobina di eccitazione con un'impedenza avente caratteristiche identiche ed usando un altoparlante magneto elettrico con adatto trasformatore di uscita.

Può conseguire ottimi risultati sostituendo la bobina in questione con una resistenza da 1.000-1.300 Ω, 3 W *e gli attuali condensatori elettrolitici con altri da* 40 *o* 50 μF.

b) *La costruzione del televisore* GBC 23" Lusso, *facendo uso delle tre unità premontate è talmente facilitata che tale soluzione è stata scelta da numerosi nostri lettori, principianti in fatto di costruzioni, ottenendone risultati perfetti.*

Data la sua esperienza in tale materia con questo metodo potrà effettuare il montaggio in modo veramente rapido e perfetto senza dover far uso di altri strumenti oltre a quelli da lei posseduti.

Sig. **FERRARA E.** - Pisa

Amplificatore HI-FI

L'amplificatore HI-FI descritto nel n. 1 - 1965 *e realizzato nei nostri laboratori, se fosse stato montato attenendosi strettamente alle nostre istruzioni dovrebbe funzionare immediatamente senza alcun inconveniente. Esso infatti è stato costruito da altri nostri lettori con risultati eccellenti. Evidentemente se lei avesse costruito il circuito stampato come consigliato avrebbe evitato tutti gli inconvenienti che lamenta. Adesso non le resta che di controllare accuratamente che i vari collegamenti e le prese di massa, specialmente quella del conduttore schermato di griglia facciano contatti sicuri con il telaio, ed eventualmente correggere la posizione dei vari componenti attenendosi a quella da noi indicata fino ad eliminare il residuo di corrente alternata che è da escludere sia dovuto ad insufficienza di livellamento. Particolare cura dovrà dedicare ai conduttori provenienti dal trasformatore di alimentazione i quali accoppiandosi, specialmente al conduttore di griglia, possono dar luogo al fenomeno da lei lamentato.*

Un eventuale errore nei terminali del trasformatore H83 *può essere facilmente rilevato mediante l'ohmmetro.*

Il condensatore C2 *deve avere il valore di* 0,002 μF. *Non è consigliabile la sostituzione del trasformatore di uscita.*

Sig. **DELLE FRATTE E.** - Roma

Dispositivo di allarme

Evidentemente l'apparecchio per funzionare correttamente deve disporre di un relé avente le caratteristiche da noi indicate.

Durante le prove di collaudo può provare ad usare quello in suo possesso che potrebbe anche funzionare correttamente. Il diodo OA85 *è adatto alla sostituzione da lei indicata. Il condensatore deve avere la capacità di* 1 μF.

Il transistore AF 115 *dispone di quattro terminali: quello più staccato rispetto agli altri tre è il terminale di collettore, successivamente si ha il terminale collegato all'involucro metallico (schermo), quello di base ed infine quello di collettore.*

Se lei ha un po' di pazienza in uno dei prossimi numeri sarà pubblicato lo schema di un dispositivo più efficiente di quello descritto precedentemente al quale, per varie ragioni, non è consigliabile aggiungere uno stadio amplificatore e tanto meno modificarne il circuito.

Sig. **COLLINA G.** - Milano

Fonorelé

L'equivalenza fra i transistori, in considerazione dei diversi concetti ai quali si ispirano le molte case costruttrici, a differenza di quanto si verifica per le valvole, è piuttosto aleatoria. È per questo motivo che consigliamo i nostri lettori di intraprendere le costruzioni degli apparecchi piuttosto impegnativi, come quello da lei scelto, soltanto se sono in possesso di tutti i componenti originali suggeriti dall'autore.

Tale ostacolo può essere superato, e non sempre in modo brillante, da coloro che siano in possesso di una buona preparazione tecnica, in sede sperimentale, adeguando agli elementi sostitutivi il valore dei vari componenti interessanti il circuito.

Tenga presente che i transistori ASZ15 *e* ASY80, *di tipo professionale, necessitano di tensioni notevolmente più elevate da quelle richieste dai transistori che figurano nello schema originale e che sensibilmente diffe-*

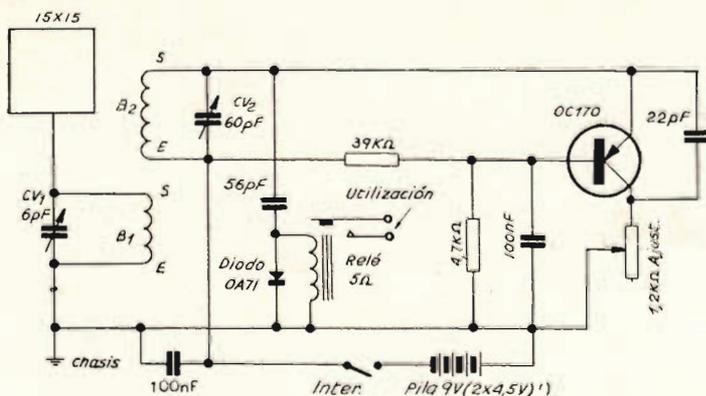



Fig. 1 - Schema elettrico di un dispositivo di allarme.

renti sono pure le relative caratteristiche. Di conseguenza mentre la sostituzione degli altri componenti ai quali fa riferimento è approvabile non altrettanto si può dire per i transistori.

Sig. **NORIANI P.** - Cosso (Cuneo)

Dispositivo di allarme

Lo schema di figura 1 rappresenta un dispositivo di allarme che agisce su un relé quando una persona entra in un locale e che può essere usato tanto come dispositivo di allarme quanto per scopi propagandistici collegando ad esempio al relé l'alimentazione di un giradischi o di un registratore.

L'unico elemento che deve essere costruito è la bobina che sarà realizzata come indicato in figura 2. Le due sezioni sono costituite entrambe da 18 spire di rame unite di filo da 9/10 in seta. Gli avvolgimenti devono essere eseguiti nello stesso senso. La bobina sarà fissata allo chassis verticalmente tramite una squadretta metallica.

La piastra metallica, che dovrà avere le dimensioni di 15 x 15 centimetri come è evidente ha funzioni di antenna e la sua posizione dovrà essere trovata sperimentalmente a seconda del locale nel quale sarà installata.

Durante le operazioni di messa a punto si dovranno portare i condensatori CV1 e CV2 in posizione di quasi tutto aperto e quindi si dovrà agire sulla resistenza regolabile da 1,2 kΩ fino a chiudere il relé. Si agirà nuovamente su CV1 ed eventualmente su CV2 fino a far staccare il relé stesso. Quindi avvicinando, la mano o facendo stare una persona ad una certa distanza dalla piastra si dovrà trovare una posizione ottima dei due condensatori per cui il relé entra nuovamente in funzione.

Evidentemente le fotocellule consentono di ottenere risultati migliori, però questo apparecchio, che si denota per la sua semplicità, se con un po' di pazienza viene messo a punto in modo perfetto, può dare degli ottimi risultati.

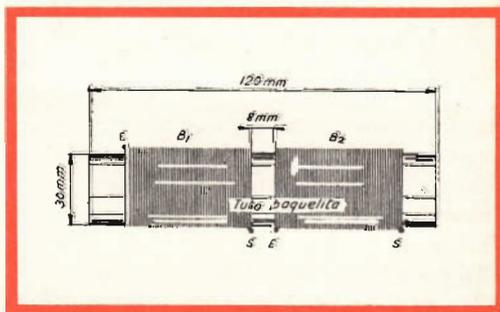



Fig. 2 - Dati d'ingombro e disposizione delle prese della bobina.

Sig. ZATELLI A. - Belluno

Trasmettitore FM

Il trasmettitore FM descritto nel numero 8 - 1964 *è stato concepito per rispondere ai requisiti illustrati senza violare le disposizioni di legge. Per modificare le caratteristiche dello stesso come da lei desiderato occorre procedere ad un nuovo studio giacchè, come è stato specificato la sostituzione del transistore comporta delle varianti al circuito che si possono stabilire esclusivamente in fase sperimentale.*

Desiderando aumentare il raggio d'azione è consigliabile agire esclusivamente sul sistema di antenna che può essere perfezionato e adattato, ad esempio ad un'antenna del tipo YAGI, ciò naturalmente a suo rischio e pericolo.

Restiamo a sua disposizione per un altro quesito.

Sig. DELNEVO G. - Parma

OC professionali e varie

a) *Nello schema inviatoci in visione la sostituzione della valvola è stata poco opportuna dato che le caratteristiche non sono identiche. Si accerti che ad apparecchio spento i contatti del relé rimangano in contatto dopo di che, se lo schema pubblicato dalla rivista da lei citato è esatto, non le resta che ricontrollare il montaggio e le tensioni di alimentazione.*

b) *Il valore di* C3 *naturalmente deve essere scelto per tentativi. Per* R1 *sta bene il tipo da* 9 W. *Il relé deve possedere almeno due contatti: uno di lavoro e l'altro di riposo, come è stato detto nel testo.*

c) *A pagina* 1325 *del n.* 12 - 1963 *è specificato che il tipo di relé deve essere Siemens* TRLS 154d o TBV 65412 (52 Ω). L'OC 76, *di tipo professionale, può richiederlo alla G.B.C.*

d) *L'OC* 16 *può essere sostituito con l'*OC 26.

La preghiamo voler trattare sempre un solo argomento per lettera.

Sig. FORMICA G. - Roma

Sui materiali magnetici

In linea di massima si può affermare che tutti i materiali sono magnetici, per il fatto che non esiste materiale che non presenti, magari con entità trascurabile effetti ferromagnetici, paramagnetici o diamagnetici. Tutte le sostanze, compreso il legno, l'aria ed i metalli, e lo stesso spazio vuoto permettono il libero passaggio del flusso magnetico pur presentando ciascuno una diversa permeabilità (quest'ultima indica per l'appunto l'attitudine di un materiale a farsi attraversare dal flusso magnetico).

Risultano materiali magnetici (perciò suscettibili di assumere notevole magnetizzazione cioè notevole permeabilità) il ferro, l'acciaio e la ghisa, che sono materiali ferrosi, e alcune leghe speciali quali il nickel e il cobalto.

Il rame, l'alluminio e tutte le altre sostanze presentano proprietà ridotte trascurabili. In relazione a ciò le sostanze sono divise nei tre seguenti gruppi:

Sostanze ferromagnetiche *aventi la proprietà di assumere una elevata magnetizzazione (come abbiamo detto, ferro, nichel, ecc.).*

Sostanze paramagnetiche, *che sottoposte ad azione magnetizzante si magnetizzano in modo leggero nello stesso senso dell'azione magnetizzante, ma con intensità talmente debole che può essere rilevata solo da strumenti speciali (cromo, manganese, platino, alluminio, ebanite, azoto, ossigeno, ecc.).*

Sostanze diamagnetiche *che qualora siano sottoposte ad una azione magnetizzante si magnetizzano molto leggermente in senso opposto alla stessa azione, con intensità molto debole come le sostanze paramagnetiche (bismuto, oro, argento, rame, piombo, carbone, vetro, acqua, idrogeno).*

Lo schermo magnetico, contrariamente a quanto molti credono, è costituito da una calotta, da un anello o da un cilindro di materiale magnetico ad alta permeabilità *in modo che le linee di flusso del campo disturbatore penetrano nello schermo stesso, ed incontrando una bassa riluttanza, tendono a non uscirne più. Si possono usare più involucri schermati posti uno dentro all'altro, come si usa negli esperimenti in fisica.*

Sig. **CLEMENTI S.** - Firenze

Sistema automatico di controllo del colore

Lo studio da lei intrapreso è senz'altro molto interessante. Evidentemente se il dispositivo da lei progettato ha delle serie possibilità di applicazione pratica, dovrebbe provvedere immediatamente a brevettarlo rivolgendosi ad uno dei tanti uffici addetti allo svolgimento di tali pratiche (ad esempio l'Ing. A. RACHELI & C., Viale S. Michele del Carso, 4 - Milano).

Successivamente, più che far conoscere i risultati del suo studio ai tecnici preposti a valutare i risultati degli attuali esperimenti di trasmissione TV a colori, le consigliamo di rivolgersi ad una casa costruttrice che possa essere interessata ai suoi studi (*ad esempio l'Emerson di Firenze*).

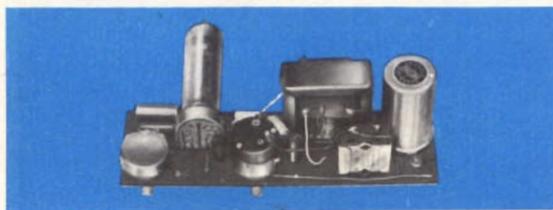
Eventualmente, dopo aver ottenuto il brevetto, od anche prima, e senza alcun impegno potrà inviarci il suo manoscritto in visione.

Sig. **DATURI F.** - Savona

Preamplificatore a transistori

Il valore dell'impedenza usata nell'amplificatore al quale fa riferimento deve essere dell'ordine di 0,9 mH. *In sua vece può usare il primario del trasformatore della* GBC H/348 *la cui impedenza primaria è per l'appunto di circa* 1 H.

Per ovvie ragioni non ci è possibile inviarle lo schema del circuito stampato del preamplificatore che ci ha inviato in visione, però le consigliamo la costruzione del preamplificatore a transistori di alta qualità descritto nel n. 11 - 1964 *il quale consente di ottenere ottimi risultati pur utilizzando tre transistori, come da lei desiderato. Tale amplificatore può essere collegato anche al registratore senza apportare modifica alcuna. L'elenco del materiale, che potrà acquistare presso la GBC è riportato in calce all'articolo in questione.*

AMPLIFICATORE AD UNA VALVOLA

Nel numero 11/1963 di « Selezione di Tecnica Radio TV » a pagina 1257 troverete la realizzazione pratica di un amplificatore ad una sola valvola.
Sempre nello stesso numero, vi sarà spiegato come potrete utilizzare detto amplificatore costruendo una fonovaligia.
Il materiale necessario è reperibile presso l'organizzazione di vendita G.B.C.

REALIZZATE IL COMANDO A DISTANZA PER TV

Per la realizzazione del comando a distanza dei televisori rimandiamo il lettore al fascicolo n. 12/1963 pagina 1397 di Selezione Tecnica Radio TV.
Il materiale di questo apparato è reperibile presso l'organizzazione di vendita G.B.C.

E' SUFFICIENTE QUESTA

PICCOLA MACCHINA

PER ESSERE

MEGLIO

E

PRIMA

DEGLI ALTRI

INFORMATI

USATELA DUNQUE PER RIEMPIRE IL MODULO DI CC/POSTALE ALLEGATO A QUESTO FASCICOLO SOTTOSCRIVENDO COSI' L'ABBONAMENTO A « **SELEZIONE RADIO TV** » PER IL **1966.**